



А. А. ЖУРАВЛЕВ и К. Б. МАЗЕЛЬ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 547

А. А. ЖУРАВЛЕВ и К. Б. МАЗЕЛЬ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Издание второе, переработанное



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.314.5
Ж 91

Рассматриваются наиболее употребительные схемы преобразователей постоянного напряжения на транзисторах и приводятся примеры их расчета. Описываются некоторые специальные схемы преобразователей, в том числе стабилизированные.

Приводятся данные полупроводниковых диодов, транзисторов, а также некоторых электровакуумных приборов, применяемых в схемах преобразователей.

Брошюра рассчитана на подготовленных читателей, знакомых с полупроводниковыми приборами.

ПРЕДИСЛОВИЕ

За время, прошедшее после выхода первого издания настоящей брошюры, литература, посвященная преобразователям на транзисторах, пополнилась тремя книгами и рядом статей в журналах и сборниках. Вышедшие книги очень быстро разошлись, что еще раз подтвердило потребность в подобной литературе.

По сравнению с первым изданием в настоящей брошюре пересмотрены и дополнены справочные таблицы полупроводниковых приборов, приведены усовершенствованные схемы преобразователей, расширены разделы, в которых рассматриваются схемы, работающие при повышенных напряжениях питания, и схемы стабилизации напряжения преобразователей. Текст брошюры заново отредактирован, внесены изменения в примеры расчетов.

Из большого количества существующих вариантов схем преобразователей в брошюру вошли только основные и наиболее употребительные.

Как и в первом издании, гл. 1 написана А. А. Журавлевым, а гл. 2, 3 и 4 К. Б. Мазелем.

СОДЕРЖАНИЕ

Глава первая

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1. ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразование энергии источников постоянного тока одного напряжения в постоянный или переменный ток другого напряжения находит широкое применение в современной электронной аппаратуре.

Необходимость создания малогабаритных экономичных простых и надежных в эксплуатации источников питания для электронной аппаратуры и в первую очередь для переносной и передвижной с особой остротой возникла в связи с широким применением полупроводниковых приборов.

В переносной и передвижной радиоаппаратуре основными первичными источниками низкого напряжения служат аккумуляторы и сухие батареи. Высоковольтные цепи обычно питались от громоздких сухих анодных батарей, имеющих малую емкость и небольшой срок хранения, или от электромашинных преобразователей — умформеров. Кроме умформеров, некоторое распространение получили также преобразователи на лампах с холодным катодом, на тиратронах и других приборах. За последние 10—15 лет для питания анодно-экранных цепей маломощной (до сотни ватт) переносной аппаратуры применялись вибрационные преобразователи, имеющие значительные преимущества перед умформерами.

Однако ни один из этих типов преобразователей при малых мощностях не обладает достаточно высоким к. п. д. Это объясняется тем, что значительная часть потребляемой энергии, сравнительно мало зависящей от величины нагрузки, тратится непосредственно в самих преобразователях. В умформере, например, энергия теряется на преодоление силы трения, на потери в стали и меди. В вибропреобразователе потребляет энергию катушка электромагнита. Преобразователи напряжения с электронными лампами потребляют энергию в цепях накала. Кроме того, перечисленные типы преобразователей имеют и ряд других серьезных недостатков: небольшой срок службы, большие габариты и вес, помехи радиоприему из-за механически переключающихся контактов; преобразователи на лампах требуют сравнительно высокого первичного напряжения и т. п.

В настоящее время задача преобразования постоянного напряжения может быть решена значительно лучше при помощи транзисторов, электрические характеристики которых позволяют им выполнять функции весьма совершенных низковольтных прерывателей. Прерывая с их помощью постоянный ток в первичной обмотке трансформатора, можно получить требуемое напряжение на зажимах вторичной обмотки.

Устройства на плоскостных транзисторах позволяют преобразовывать постоянное напряжение от 1,5 до 30 *в*, а применяя специальные схемы—и до 100 *в*, в более высокое или более низкое переменное напряжение прямоугольной формы, которое при необходимости может быть выпрямлено. Мощность, получаемая от преобразователей, лежит в пределах от единиц до нескольких сотен ватт. Частота получаемого переменного напряжения может быть в пределах от нескольких десятков герц до нескольких килогерц, что позволяет значительно уменьшить габариты и вес трансформаторов и сглаживающих фильтров. Преобразователи на транзисторах по сравнению с умформерами и вибропреобразователями имеют ряд преимуществ, к числу которых следует отнести более высокую надежность и больший срок службы благодаря отсутствию движущихся частей, повышенный к. п. д., достигающий 70—90%, более высокую устойчивость к тряске и вибрациям, практически полное отсутствие акустических помех.

Транзисторные преобразователи имеют важное значение не только для переносной и передвижной, но и для стационарной аппаратуры в неэлектрифицированных районах, в условиях экспедиций, для аварийных групп. В этих условиях при наличии термоэлектрического полупроводникового генератора (питаемого от керосиновой лампы) или аккумулятора (заряжаемого от двигателя автомашины, трактора или ветродвигателя) можно обеспечить нормальным питанием различные маломощные радиоустройства.

Полупроводниковые преобразователи могут быть использованы как экономичные и компактные источники высокого напряжения для питания портативных приемников и передатчиков, импульсных ламп фотовспышек, электронно-лучевых осциллографов, счетчиков заряженных частиц и пр.

Основные недостатки транзисторных преобразователей заключаются в температурных ограничениях, обычных для полупроводниковых приборов. Однако можно ожидать, что температурные ограничения будут значительно уменьшены при использовании кремниевых транзисторов.

Следует также заметить, что в последнее время разработаны и осваиваются промышленностью кремниевые переключающие диоды со структурой типа *p-n-p-n*. Эти приборы, называемые иногда в литературе управляемыми диодами, предназначены для использования их в качестве ключевых элементов. Их электрические характеристики, аналогичные характеристикам тиратронов, отличаются почти идеальными переключающими свойствами: весьма малым сопротивлением в открытом состоянии и большим — в запертом. Кроме этого, переключающие диоды имеют малые габариты и вес, способны переключать большие токи и выдерживать большие обратные напряжения. Все это делает весьма перспективным применение их в преобразователях постоянного напряжения.

Таблица 1

Сравнительные данные преобразователей

Тип преобразователя	Полезная мощность, *вт*	Входное напряжение, *в*	Коэффициент полезного действия, %	Вес, *кг*
Умформер РУН-10	10	12	29	2
Умформер РУН-45А	45	24	43	3
Умформер РУН-75	75	12	47	2,85
Умформер РУН-300	300	24	62	16,5
Вибрационный ВПР-6	7,7	5	60	—
Вибрационный ВП-1	11	6	55	—
Вибрационный ВП-8	15	12,8	50	—
Вибрационный ВП-21	21	6	70	—
Транзисторный	1,3	2,4	70	0,3
Транзисторный	4,3	4,8	75	0,4
Транзисторный	25	24	80	0,7
Транзисторный	50	12	80	1,5
Транзисторный	100	12	84	2,1
Транзисторный	600	27	90	15
Транзисторный	1 000	27	90	20
Транзисторный	3 000	27	90	50

В табл. 1 приведены сравнительные данные промышленных умформеров, вибропреобразователей и преобразователей, которые могут быть выполнены на отечественных транзисторах.

Приведенные в табл. 1 данные не учитывают срок службы, температурный режим работы, механическую прочность и т. п. Кроме того, эти данные для транзисторных преобразователей могут получаться неодинаковыми в зависимости от величины выпрямленного напряжения и тока. Поэтому окончательно оценивать целесообразность применения транзисторных преобразователей следует путем сопоставления их с другими преобразователями для конкретно заданных режимов и условий работы.

2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Преобразователи на транзисторах можно разделить на два основных типа: без усиления мощности и с усилением мощности.

Блок-схема преобразователя первого типа приведена на рис. 1. Такой преобразователь состоит из источника постоянного напряже-



Рис. 1. Блок-схема преобразователя на транзисторах без усиления мощности.

ния, генератора с самовозбуждением (автогенератора) с прямоугольной формой выходного напряжения, выпрямителя, сглаживающего фильтра и нагрузки.

Блок-схема преобразователя второго типа изображена на рис. 2. Она отличается от предыдущей блок-схемы наличием усилителя, повышающего мощность колебаний автогенератора. Автогенератор и усилитель питаются от общего источника, постоянное напряжение которого необходимо преобразовать.

В преобразователях первого типа обмотки автогенератора и выпрямителя размещаются на одном трансформаторе. В преобразова-

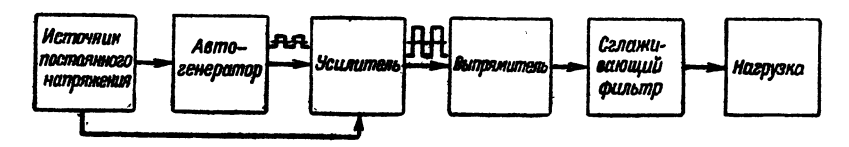


Рис. 2. Блок-схема преобразователя на транзисторах с усилением мощности.

телях второго типа автогенератор рассчитывают на небольшую мощность и выполняют на отдельном малогабаритном трансформаторе. Напряжение, получаемое от автогенератора, усиливают (обычно усилителем на транзисторах, работающих в режиме переключения) и затем выпрямляют. Выходной трансформатор усилителя одновременно служит выходным трансформатором преобразователя. Мощность автогенератора должна быть достаточной для питания входной цепи усилителя.

Преобразователи первого типа обладают рядом существенных недостатков. Как показал опыт, жесткая связь обмоток автогенератора и выпрямителя приводит к тому, что изменение нагрузки выпрямителя влияет на режим работы автогенератора, изменяя частоту переменного напряжения и его форму; это в свою очередь влияет на величину выходного выпрямленного напряжения. Режим автогенератора и выпрямителя также заметно зависит от сборки трансформатора и величины воздушного зазора, который в ряде случаев необходимо вводить в магнитопровод.

Все это сильно усложняет настройку преобразователей первого типа и затрудняет получение преобразователей с повторяющимися параметрами при массовом производстве. Преобразователи первого типа целесообразно применять при малых выпрямленных мощностях, когда нежелательно вводить в схему дополнительный трансформатор и транзисторы для усиления мощности.

В преобразователях второго типа указанные недостатки отсутствуют. Форма напряжения и частота задающего генератора практически не изменяются, так как его нагрузкой служит входная цепь усилителя на транзисторах, сопротивление которой почти не зависит от нагрузки усилителя. Благодаря сравнительно малому выходному сопротивлению усилителя изменение нагрузки выпрямителя мало влияет на величину и форму выпрямляемого переменного напряжения. Если же в качестве вентилей применены полупроводниковые диоды, то нагрузочная характеристика выпрямителя будет представлять собой прямую линию с малым наклоном к оси тока.

Преобразователи второго типа целесообразно применять в тех случаях, когда требуется получить мощность выше 100 *вт*. Потери мощности, связанные с применением отдельного задающего генератора, вполне компенсируются высоким к. п. д. усилителя и выпрямителя переменного напряжения прямоугольной формы. Кроме того, отдельный задающий генератор позволяет питать несколько усилителей, не вызывая при этом взаимных влияний.

Ниже рассматриваются наиболее распространенные схемы преобразователей с усилением и без усиления мощности на транзисторах с проводимостью типа *p-n-p*.

Следует отметить, что все изложенное будет справедливо и для схем с транзисторами, имеющими проводимость типа *n-p-n*, при одновременном изменении полярности напряжения питания.

3. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

В основе работы большинства преобразователей постоянного напряжения лежит принцип прерывания постоянного тока в первичной обмотке трансформатора.

Чтобы преобразователь работал с минимальными потерями, прерывающее устройство должно иметь бесконечно большое сопротивление в состоянии «выключено» и бесконечно малое сопротивление в состоянии «включено».

Подобными характеристиками обладают плоскостные транзисторы, работающие в ключевом режиме. Состояние «выключено» соответствует отсутствию коллекторного тока, когда сопротивление транзистора достигает сотен килоом; в состоянии «включено» транзистор работает в области насыщения, где его сопротивление составляет доли ома. Таким образом, при максимальном напряжении на коллекторе ток коллектора будет близок к нулю, а при протекании через транзистор максимального тока падение напряжения на транзисторе в свою очередь будет очень мало. Поэтому потери на транзисторах в обоих состояниях будут незначительны.

Рис. 3. Схема преобразователя с однотактным транзисторным автогенератором и однополупериодным выпрямителем.

Для получения преобразователя с высоким к. п. д. необходимо создать такую схему, в которой время переходного процесса от одного состояния к другому было бы возможно короче. Чтобы выполнить это требование, нужно иметь генератор напряжения прямоугольной формы.

На рис. 3 показана схема простейшего преобразователя постоянного напряжения без усиления мощности. Преобразователь состоит из релаксационного генератора с самовозбуждением (автогенератора), собранного по однотактной схеме с общим эмиттером, и однополупериодного выпрямителя, работающего на емкость. В состоянии «включено», т. е. когда сопротивление транзистора мало, происходит накопление энергии в магнитном поле трансформатора; в состоянии «выключено», когда сопротивление транзистора велико, накоплен-

ная энергия отдается в нагрузку $R_н$. Сопротивление R в цепи базы транзистора служит для регулирования входной, а следовательно, и выходной мощности преобразователя. Однако нужно иметь в виду, что с увеличением этого сопротивления к. п. д. устройства падает. Для повышения к. п. д. и выходного напряжения преобразователя выпрямленное напряжение включено последовательно с входным напряжением. Отметим, что в однотактной схеме автогенератора (рис. 3) существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, оказывающее вредное влияние на работу преобразователя. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение и может быть использована лишь для преобразования мощности не более 1—2 *вт*.

В настоящее время широкое распространение получили двухтактные генераторы с самовозбуждением с трансформаторной связью. Такие схемы позволяют сравнительно легко получить на выходе автогенератора напряжение симметричной и практически прямоугольной формы.

Транзисторы генераторов с самовозбуждением могут быть включены по схеме с общей базой (рис. 4,*а*) с общим эмиттером (рис. 4,*б*) и с общим коллектором (рис. 4,*в*). В этих схемах транзисторы работают как переключатели, поочередно отпираясь и запираясь, подобно лампам в симметричном мультивибраторе.

Рис. 4. Двухтактные схемы транзисторных генераторов с самовозбуждением.

Наибольшее распространение получила схема преобразователя с общим эмиттером, позволяющая при малых напряжениях источника питания получить большой к. п. д.

В случае, когда отрицательный зажим источника питающего напряжения может быть «заземлен», целесообразно использовать схему с общим коллектором, так как при этом отпадает необходимость изолировать корпус транзистора от корпуса преобразователя.

Схема с общей базой не имеет значительных преимуществ по сравнению с другими схемами и поэтому применяется редко.

Таблица 2

Основные данные плоскостных транзисторов

Обозначение транзистора	$I_{к.\,макс}$, *а*	$U_{к\text{-}э.\,макс}$, *в*	$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\Delta U_{к\text{-}э}$, *в*	$P_{к.\,макс}$, *вт*		$T_{корп.\,макс}$, °C	$T_{пер.\,макс}$, °C	R_T, °C/*вт*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					с дополнительным теплоотводом	без теплоотвода				Высота (без выводов)	Диаметр	
П25	0,4	60	10	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,6	12	1
П25А	0,4	60	20	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,5	12	1
П25Б	0,4	60	30	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,5	12	1
П26	0,4	100	10	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,6	12	1
П26А	0,4	100	20	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,6	12	1
П26Б	0,4	100	30	0,4	—	0,2	—	+75	0,2	5,6	12	1
П3А	0,15	50	10	0,5	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П3Б	0,25	50	10	0,5	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П3В	0,45	50	10	0,5	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П302	0,5	35	10	6	7	2	—	+150	10	10	22,5	9
П303	0,5	60	6	10	10	2	—	+150	10	10	22,5	9
П303А	0,5	60	6	2,5—4	10	2	—	+150	10	10	22,5	9
П304	0,5	80	5	10	10	2	—	+150	10	10	22,5	9
П701	0,5	40	10	7	10	1	—	+150	10	10,4	22,5	14
П701А	0,5	60	10	7	10	1	—	+150	10	10,4	22,5	14
П702	2	60	25	2,5	40	4	—	+150	2,5	13	30,5	33

Продолжение табл. 2

Обозначение транзистора	$I_{к. макс}$, *а*	$U_{к-э. макс}$, *в*	$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\Delta U_{к-э}$, *в*	$P_{к. макс}$, *вт*		$T_{корп. макс}$, °C	$T_{пер. макс}$, °C	R_T, °C/*вт*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					с дополнительным теплоотводом	без теплоотвода				Высота (без выводов)	Диаметр	
П702А	2	60	10	4	40	4	—	+150	2,5	13	30,5	33
П201	1,5	30	20	0,5	10	1	—	+100	3,5	10	31	9
П201А	2	30	40	0,5	10	1	—	+100	3,5	10	31	9
П202, П203	2,5	55	20	0,5	10	1	—	+100	3,5	10	31	9
П4А	5	50	5	0,5	20	2	—	+90	2	10	31	14,5
П4Б	5	60	15—40	0,5	20	2	—	+90	2	10	31	14,5
П4В	5	35	10	0,5	20	2	—	+90	2	10	31	14,5
П4Г	5	50	15—30	0,5	20	2	—	+90	2	10	31	14,5
П4Д	5	50	30	0,5	20	2	—	+90	2	10	31	14,5
П209	12	45	15	0,5—1	60	1,5	—	+85	1	13,6	41,6	37
П209А	12	45	15	0,6	60	1,5	—	+85	1	13,6	41,6	37
П210	12	65	15	0,5—1	60	1,5	—	+85	1	13,6	41,6	37
П210А	12	65	15	0,6	60	1,5	—	+85	1	13,6	41,6	37
П207	25	40	15	0,5—1	100	4	—	+85	0,6	23	75,4	210
П207А	25	40	15	0,6	100	4	—	+85	0,6	23	75,4	210
П208	25	60	15	0,5—1	100	4	—	+85	0,6	23	75,4	210
П208А	25	60	15	0,6	100	4	—	+85	0,6	23	75,4	210

Наибольшая мощность, которая может быть преобразована, определяется максимально допустимыми значениями коллекторного тока и напряжения для данного типа транзистора.

В табл. 2 приведены основные данные плоскостных транзисторов, которые могут быть использованы в преобразователях постоянного напряжения. Все указанные транзисторы, кроме транзисторов П701—П702, имеют проводимость типа *p-n-p*. Транзисторы П701—П702 имеют проводимость типа *n-p-n*. Приведенные электрические параметры транзисторов гарантируются при температуре окружающей среды от +15 до +25° С. Значения максимально допустимого напряжения между коллектором и эмиттером $U_{к\text{-}э.макс}$, коэффициента усиления по току β и падения напряжения на участке коллектор — эмиттер $\Delta U_{к\text{-}э}$ — ориентировочные, так как зависят от режима, в котором используются транзисторы, и могут отличаться от образца к образцу у транзисторов одного и того же типа. Более подробные данные транзисторов можно найти в справочниках.

4. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И ФИЛЬТРОВ

Для получения постоянного напряжения в транзисторных преобразователях целесообразно применять схемы выпрямления, не вызывающие постоянного подмагничивания сердечника трансформатора (постоянное подмагничивание приводит к снижению мощности преобразователя). К таким схемам относятся: мостовая (рис. 5,*а*), двухполупериодная (рис. 5,*б*), удвоения (рис. 5,*в*) и симметричные схемы умножения напряжения.

Однополупериодная схема выпрямления (рис. 3), в которой имеется постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, применяется очень редко и может быть использована только для преобразования малых мощностей.

В качестве электрических вентилей в выпрямителях могут быть применены германиевые и кремниевые диоды, селеновые выпрямительные столбики, а также кенотроны и тиратроны.

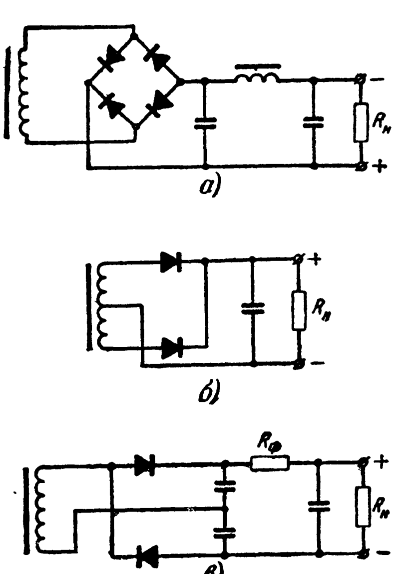


Рис. 5. Схемы выпрямителей.

В табл. 3—8 приведены основные данные вентилей, наиболее подходящих для применения в транзисторных преобразователях.

Электрические параметры селеновых столбиков АВС и ТВС указаны для температуры окружающей среды, не превышающей

Таблица 3

Основные данные германиевых диодов и столбиков для температуры окружающей среды +20, +50 и +70° С

Тип диода	Максимально допустимый выпрямленный ток, *а*			Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*			Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в*	Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма*			Размеры, *мм*		Вес, *г*
	+20° С	+50° С	+70° С	+20° С	+50° С	+70° С		+20° С	+50° С	+70° С	Длина	Диаметр	
ДГ-Ц21	0,3	0,3	0,1	50	35	25	0,5	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц22	0,3	0,3	0,1	100	60	35	0,5	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц23	0,3	0,3	0,1	150	90	50	0,5	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц24	0,3	0,3	0,1	200	125	65	0,5	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц25	0,1	0,1	0,05	300	200	90	0,3	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц26	0,1	0,1	0,05	350	240	110	0,3	0,3	—	—	21	7,3	2,1
ДГ-Ц27	0,1	0,1	0,05	400	270	130	0,3	0,3	—	—	21	7,3	2,1
Д7А	0,3	0,3	0,21	50	32	25	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7Б	0,3	0,3	0,21	100	80	50	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7В	0,3	0,3	0,21	150	90	50	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7Г	0,3	0,3	0,21	200	150	100	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7Д	0,3	0,3	0,21	300	200	130	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7Е	0,3	0,3	0,21	350	225	140	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д7Ж	0,3	0,3	0,21	400	250	150	0,5	0,1	—	1	18	11,4	1,4
Д302	1	1	0,8	200	120	50	0,25	1	2	5	45	22	16
Д303	3	2,5	1,5	150	120	50	0,3	1	3	6	45	22	16
Д304	5	3	1,8	100	100	50	0,3	3	5	15	45	22	16
Д305	10	6,5	3	50	50	50	0,35	3	10	25	45	22	16
Д1001	0,1	0,1	0,06	2 000	2 000	2 000	6,5—5	0,15	0,5	0,8	70	15×25	60
Д1001А	0,1×2	0,1×2	0,06×2	1 000×2	1 000×2	1 000×2	(3,5—2,5)×2	0,15	0,5	0,8	70	15×25	60
Д1002	0,3	0,3	0,2	2 000	2 000	1 700	7,5—6	0,6	0,7	1	110	15×30	100
Д1002А	0,3×2	0,3×2	0,2×2	1 000×2	1 000×2	800×2	(4—3)×2	0,3	0,7	1	110	15×30	100
Д1003А	0,3×2	0,3×2	0,2×2	500×2	500×2	450×2	(2—1,5)×2	0,3	0,7	1	70	15×25	60

Таблица 4

Основные данные кремниевых диодов и столбиков для температуры окружающей среды до +100—130° С (диоды расположены в порядке увеличения выпрямленного тока)

Тип диода	Максимально допустимый выпрямленный ток, *а*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в*	Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					Длина	Диаметр	
Д223	0,02 (0,05)	50	1 (1)	0,05 (0,001)	12	4	0,3
Д223А	0,02 (0,05)	100	1 (1)	0,05 (0,001)	12	4	0,3
Д223Б	0,02 (0,05)	150	1 (1)	0,05 (0,001)	12	4	0,3
Д219А	0,02 (0,05)	70	1,1 (1)	0,03 (0,001)	12	4	0,3
Д220	0,02 (0,05)	50	1,9 (1,5)	0,02 (0,001)	12	4	0,3
Д220А	0,02 (0,05)	70	1,9 (1,5)	0,03 (0,001)	12	4	0,3
Д220Б	0,02 (0,05)	100	1,9 (1,5)	0,04 (0,001)	12	4	0,3
Д206	0,1	100	1	0,1	17	10	2
Д207	0,1	200	1	0,1	17	10	2
Д208	0,1	300	1	0,1	17	10	2
Д209	0,1	400	1	0,1	17	10	2
Д210	0,1	500	1	0,1	17	10	2
Д211	0,1	600	1	0,1	17	10	2
Д217	0,05 (0,1)	800	0,7 (0,7)	0,25 (0,05)	18	11,4	2
Д218	0,05 (0,1)	1 000	0,7 (0,7)	0,25 (0,05)	18	11,4	2
Д226	(0,3)	(400)	(1)	(0,03)	18	11,4	2
Д226А	(0,3)	(300)	(1)	(0,03)	18	11,4	2
Д230А	0,1 (0,3)	200	1	0,1 (0,05)	19	11,4	2

Продолжение табл. 4

Тип диода	Максимально допустимый выпрямленный ток, *а*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в*	Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					Длина	Диаметр	
Д230Б	0,1 (0,3)	400	1	0,1 (0,05)	19	11,4	2
Д202	0,4	100	1	0,5	36	18	7,2
Д203	0,4	200	1	0,5	36	18	7,2
Д204	0,4	300	1	0,5	36	18	7,2
Д205	0,4	400	1	0,5	36	18	7,2
Д229А	(0,4)	(200)	1	0,25 (0,05)	36	18	7,2
Д229Б	(0,4)	(400)	1	0,25 (0,05)	36	18	7,2
Д221	0,4	400	1	0,5	36	18	7,2
Д222	0,4	600	1	0,5	36	18	7,2
Д214	5	100	1	3	41	21,5	21
Д214А	10	100	1	3	41	21,5	21
Д214Б	2	100	1	3	41	21,5	21
Д215	5	200	1	3	41	21,5	21
Д215А	10	200	1	3	41	21,5	21
Д215Б	2	200	1	3	41	21,5	21
Д224	5	50	1	3	41	21,5	21
Д224А	10	50	1	3	41	21,5	21
Д224Б	2	50	1	3	41	21,5	21
Д231	5 (10)	300	1	3	41	21,5	21
Д231А	10	300	1	3	41	21,5	21

Продолжение табл. 4

Тип диода	Максимально допустимый выпрямленный ток, *а*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Прямое падение напряжения при максимальном выпрямленном токе, *в*	Обратный ток при максимальном обратном напряжении, *ма*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					Длина	Диаметр	
Д231Б	2 (10)	300	1 (1,5)	3	41	21,5	21
Д232	5 (10)	400	1	3	41	21,5	21
Д232А	10	400	1	3	41	21,5	21
Д232Б	2 (10)	400	1 (1,5)	3	41	21,5	21
Д233	5 (10)	500	1	3	41	21,5	21
Д233А	10	500	1	3	41	21,5	21
Д233Б	2 (10)	500	1 (1,5)	3	41	21,5	21
Д234Б	2 (10)	600	1 (1,5)	3	41	21,5	21
Д1004	0,06—0,04 (0,1)	2 000	4	0,5 (0,1)	58	19×19	—
Д1005А	0,03—0,02 (0,05)	4 000	4	0,5 (0,1)	58	19×19	—
Д1005Б	0,06—0,04 (0,1)	4 000	6	0,5 (0,1)	101	19×19	—
Д1006	0,06—0,04 (0,1)	6 000	6	0,5 (0,1)	101	19×19	—
Д1007	0,04—0,03 (0,075)	8 000	6	0,5 (0,1)	101	19×19	—
Д1008	0,03—0,02 (0,05)	10 000	6	0,5 (0,1)	101	19×19	—
Д1009	(0,1)	(2 000)	(7)	(0,1)	94	15,5×25,5	—
Д1009А	(0,1)	(1 000)	(3,5)	(0,1)	94	15,5×25,5	—
Д1010	(0,3)	(2 000)	(1,1)	(0,1)	134	15,5×30,5	—
Д1010А	(0,3)	(1 000)	(5,5)	(0,1)	134	15,5×30,5	—
Д1011А	(0,3)	(500)	(2,5)	(0,1)	94	15,5×25,5	—

Примечание: В скобках приведены параметры при температуре окружающей среды +20° С.

Таблица 5

Основные данные селеновых столбиков АВС из таблет диаметром 5 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
АВС-1-30	42	0,5	20	6,8	3,5
АВС-1-60	85	1,0	23	6,8	3,8
АВС-1-90	125	1,5	26	6,8	4
АВС-1-120	170	2,0	29	6,8	4,3
АВС-1-150	210	2,5	32	6,8	4,5
АВС-1-210	295	3,5	38	6,8	5
АВС-1-270	380	4,5	44	6,8	5,5
АВС-1-330	465	5,5	50	6,8	6
АВС-1-420	590	7,0	59	6,8	7
АВС-1-510	720	8,5	67	6,8	8
АВС-1-600	850	10,0	76	6,8	9
АВС-1-720	1 020	12,0	88	6,8	10,5
АВМ-1-840	1 190	14,0	100	6,8	12
АВС-1-1000	1 410	17,0	116	6,8	14

Примечание. Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 1,2 *ма*.

+ (35—40)° С. При более высоких температурах выпрямленный ток и обратное напряжение необходимо снижать.

Внутреннее сопротивление селеновых столбиков ($r_{i\ табл}$), приведенное в табл. 5, 6 и 7, соответствует максимально допустимому выпрямленному току $I_{0\ доп}$ для данного столбика.

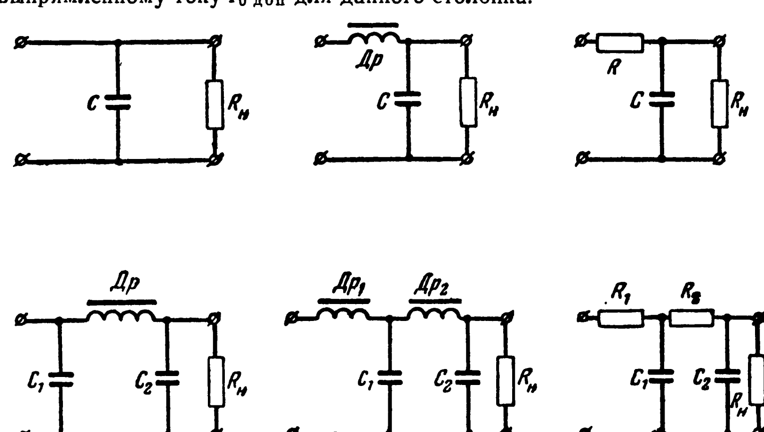


Рис. 6. Схемы сглаживающих фильтров.

Таблица 6

Основные данные селеновых столбиков АВС из таблет диаметром 7,2 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
АВС-6-30	42	0,2	22	9,5	4
АВС-6-60	85	0,4	25	9,5	4,5
АВС-6-90	125	0,6	28	9,5	5
АВС-6-120	170	0,8	31	9,5	5,5
АВС-6-150	210	1	34	9,5	6
АВС-6-210	295	1,4	39	9,5	7
АВС-6-270	380	1,8	44	9,5	8
АВС-6-330	465	2,2	50	9,5	9
АВС-6-420	590	2,8	58	9,5	10,5
АВС-6-510	720	3,4	67	9,5	12
АВС-6-600	850	4,0	75	9,5	13,5
АВС-6-720	1 020	4,8	86	9,5	15,5
АВС-6-840	1 190	5,6	97	9,5	17,5
АВС-6-1000	1 410	6,7	112	9,5	20

Примечание. Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 6 *ма*.

Таблица 7

Основные данные селеновых столбиков ТВС из таблет диаметром 7,2 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
ТВС-7-11	140	0,4	29	9,5	3,5
ТВС-7-12	280	1,0	33	9,5	4,0
ТВС-7-13	420	1,5	37	9,5	4,5
ТВС-7-14	700	2,0	45	9,5	6,0
ТВС-7-15	1 050	3,5	53	9,5	7,5
ТВС-7-16	1 400	4,5	63	9,5	9,0
ТВС-7-17	2 100	7,0	86	9,5	13,0
ТВС-7-18	2 800	9,0	105	9,5	16,5
ТВС-7-19м	4 200	13,0	114	9,5	17,5

Примечание. Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 7,5 *ма*.

Таблица 8

Основные данные некоторых высоковольтных кенотронов

Тип лампы	Накал		Максимально допустимый выпрямленный ток, *ма*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *кв*	Максимально допустимый импульс анодного тока, *ма*	Среднее внутреннее сопротивление, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
	Напряжение, *в*	Ток, *а*					Высота	Диаметр	
3Ц18П	3,15	0,21	0,5	25	15	10	65	19	15
1Ц11П	1,2	0,2	0,3	20	2	20	65	19	15
5Ц12П	5	0,77	50	5	350	0,4	75	22,5	25

В случае, когда выпрямленный ток I_0 меньше максимального, внутреннее сопротивление столбика можно определить по следующей приближенной формуле:

$$r_i = r_{i\,табл}\sqrt{\frac{I_{0\,доп}}{I_0}}.$$

Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения применяют обычные сглаживающие фильтры (рис. 6). Принцип работы таких фильтров общеизвестен, поэтому нет необходимости подробно останавливаться на этом вопросе. Следует заметить, что вместо сопротивлений и дросселей в сглаживающих фильтрах с успехом могут быть применены плоскостные транзисторы. Простейшие схемы таких фильтров приведены на рис. 7. Действие транзисторного

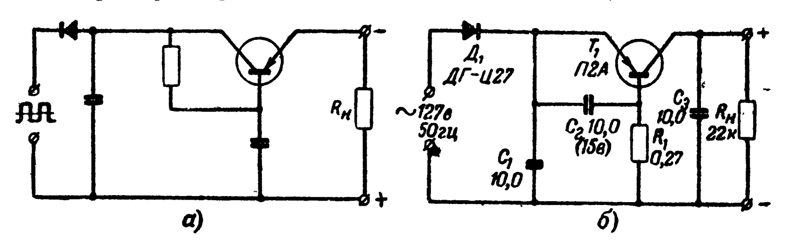


Рис. 7. Схемы сглаживающих фильтров на транзисторах.

фильтра основано на том, что сопротивление участка эмиттер — коллектор для переменного тока гораздо больше, чем для постоянного. Транзисторный фильтр по сравнению с фильтрами на сопротивлениях и дросселях позволяет в ряде случаев получить значительный выигрыш в габаритах, весе и к. п. д. Так, например, фильтр по схеме рис. 7,*б* обеспечивает коэффициент сглаживания пульсации порядка 500; для получения такого же коэффициента сглаживания с дросселем понадобилось бы иметь индуктивность около 500 *гн*.

5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Разработку преобразователя начинают с выбора схемы и расчета ее основных узлов. Затем подбирают все материалы, детали и узлы преобразователя, проверяют их исправность и соответствие предъявляемым требованиям.

Преобразователь обычно монтируют на шасси из алюминия или листовой стали и закрывают металлической крышкой.

Для получения нормального теплового режима транзисторов применяют теплоотводящие металлические пластины (радиаторы). Очень часто радиатором для транзисторов может служить непосредственно шасси. При этом, если корпус транзистора должен быть электрически изолирован от шасси, применяют тонкую слюдяную прокладку.

Транзисторные преобразователи требуют гораздо меньшего ухода, чем какие-либо другие. Это объясняется тем, что транзисторы имеют значительно больший срок службы, чем, например, вибраторы или лампы. Обычно срок службы деталей транзисторного преобразователя практически совпадает со сроком службы самих транзисторов. Кроме того, в транзисторных преобразователях выделяется меньше тепла, что увеличивает срок службы деталей (конденсаторов, сопротивлений, батарей и т. п.).

Известны случаи, когда после многих тысяч часов нормальной работы транзисторы начинают выходить из строя. При этом такие повреждения, как, например, обрывы в эмиттерном и коллекторном переходах, бывают обычно вследствие неправильной сборки транзисторов при их изготовлении. Короткие же замыкания, чаще всего наблюдающиеся в транзисторах, вызываются обычно случайными перегрузками, т. е. представляют собой дефекты режима и схемы.

Ухудшение работы транзисторов может быть связано с увеличением начального тока коллектора (например, при нарушении герметичности корпуса транзистора).

Если германиевые транзисторы должны работать в условиях повышенной окружающей температуры (выше 25—30° С), то для надежной работы схемы режим использования транзисторов должен быть ниже максимально допустимого режима, соответствующего нормальным условиям, т. е. окружающей температуре от +15 до +25° С. При этом допустимая мощность рассеяния на транзисторе определяется по формуле

$$P_{\text{рас.доп}} = \frac{T_{\text{пер.макс}} - T_{\text{кор}}}{R_T},$$

где $T_{\text{пер.макс}}$ — максимально допустимая температура коллекторного перехода, °С;

$T_{\text{кор}}$ — температура корпуса транзистора с учетом перепада температур Δt между корпусом и теплоотводом ($T_{\text{кор}} = T_{\text{окр}} + \Delta t$, где $T_{\text{окр}}$ — температура окружающего воздуха; обычно $\Delta t \approx 10°$ С);

R_T — тепловое сопротивление участка переход — корпус транзистора, °С/*вт*.

Значения $T_{\text{пер.макс}}$ и R_T для различных типов транзисторов приведены в табл. 2.

Если для выбранного транзистора полученная величина мощности рассеяния больше максимально допустимой, то необходимо выбрать транзистор большей мощности или применить параллельное включение двух транзисторов.

Следует отметить, что транзисторы, весьма прочные в механическом отношении, легко повреждаются при электрических перегрузках. Поэтому не следует подвергать транзисторы даже мгновенным перегрузкам, допуская превышение максимальных зна-

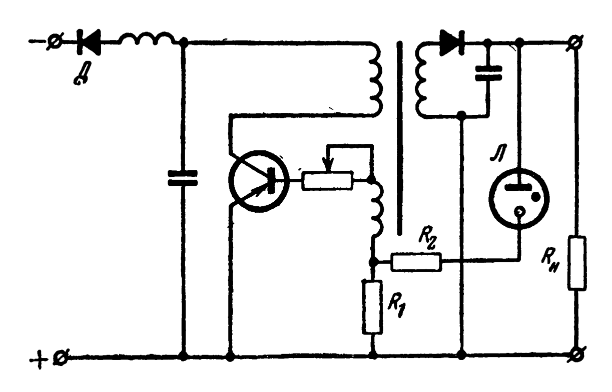


Рис. 8. Преобразователь с защитными устройствами.

чений напряжений. Необходимо также строго соблюдать полярность включения источников питания транзисторных преобразователей.

На рис. 8 приведена схема преобразователя, в котором предусмотрена защита питаемых устройств, а также самого преобразователя от резкого повышения напряжения на выходе. В этой схеме нормальное выходное напряжение преобразователя меньше напряжения зажигания газоразрядного стабилитрона *Л*. Если в результате каких-либо причин (например, при увеличении напряжения питания или при уменьшении тока нагрузки) напряжение на выходе преобразователя увеличится и достигнет напряжения зажигания стабилитрона, то с сопротивления R_1 на базу транзистора поступит положительный импульс, который запрет транзистор и сорвет колебания генератора. Однако с прекращением тока через стабилитрон колебания генератора снова возникнут. При этом, если причина повышения выходного напряжения устранена, то нормальная работа схемы восстановится. Если же напряжение на выходе снова окажется велико, то колебания генератора опять сорвутся, и весь процесс повторится снова.

Типы и данные газоразрядных и кремниевых стабилитронов, которые могут быть применены в таких схемах, а также в схемах стабилизаторов напряжения, приведены в табл. 9 и 10.

Для предотвращения выхода транзистора из строя в случае изменения полярности питающего напряжения в схеме на рис. 8 служит диод-предохранитель *Д*. Для защиты источника питания от

Таблица 9

Основные данные газоразрядных стабилитронов

Тип стабилитрона	Рабочее напряжение, *в*	Рабочий ток, *ма*	Наибольшее напряжение зажигания, *в*	Динамическое сопротивление, *ом*	Температурный коэффициент напряжения, *мв*/°С	Размеры, *мм*		Вес, *г*
						Высота	Диаметр	
СГ16П	80—86	5—30	130	120	±8	65	19	15
СГ202Б (СГ11Б)	81—87	1,5—5	135	1 250	—(6÷10)	40	10	5
СГ2П	104—112	5—40	150	100	—	72	22,5	22
СГ15П	104—112	5—30	150	80	±10	65	19	15
СГ5Б	142—157	5—10	180	800	—	36	10,2	5
СГ1П	143—155	5—40	175	140	—	72	22,5	20
СГ13П	143—155	5—30	175	140	—	65	19	15
СГ301С (СГ7С)	380—400	0,003—0,1	430	15 000	—	55	13	15
СГ302С (СГ8С)	880—920	0,003—0,1	970	35 000	—	55	13	15
СГ303С (СГ9С)	1 220—1 280	0,01—0,1	1 320	35 000	—	55	13	15
СГ304С (СГ12С)	3 800—4 200	0,05—1	—	250 000	—	128	25	100

Таблица 10

Основные данные кремниевых стабилитронов (для температуры окружающей среды +20±5°C)

Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации, *в*	Ток стабилизации, *ма*	Наибольшее динамическое сопротивление, *ом*	Температурный коэффициент напряжения, %/°C	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					Высота	Диаметр	
Д808	7—8,5	1—33	12; 6	+0,07	11,8	5,5	1
Д809	8—9,5	1—29	18; 10	+0,08	11,8	5,5	1
Д810	9—10,5	1—26	25; 12	+0,09	11,8	5,5	1
Д811	10—12	1—23	30; 15	+0,095	11,8	5,5	1
Д813	11,5—14	1—20	35; 18	+0,095	11,8	5,5	1
Д814А	7—8,5	1—40	12; 6	+0,07	12	7	1,2
Д814Б	8—9,5	1—36	18; 10	+0,08	12	7	1,2
Д814В	9—10,5	1—32	25; 12	+0,09	12	7	1,2
Д814Г	10—12	1—29	30; 15	+0,095	12	7	1,2
Д814Д	11,5—14	1—24	35; 18	+0,095	12	7	1,2
Д818А	9+15%	3—33	70; 18	+0,02	13	7	1
Д818Б	9—15%	3—33	70; 18	—0,02	13	7	1
Д818В	9±10%	3—33	70; 18	±0,01	13	7	1
Д818Г	9±5%	3—33	70; 18	±0,005	13	7	1
Д818Д	9±5%	3—33	70; 18	±0,002	13	7	1
Д818Е	9±5%	3—33	70; 18	±0,001	13	7	1
Д815А	5,6±10%	50—1 400	20; 0,6	±0,045	33	13	6
Д815Б	6,8±10%	50—1 150	15; 0,8	+0,05	33	13	6
Д815В	8,2±10%	50—950	8; 1	+0,07	33	13	6
Д815Г	10±10%	25—800	15; 1,8	+0,08	33	13	6
Д815Д	12±10%	25—650	20; 2	+0,09	33	13	6
Д815Е	15±10%	25—550	25; 2,5	+0,1	33	13	6
Д815Ж	18±10%	25—450	30; 3	+0,11	33	13	6
Д816А	22±10%	10—230	120; 7	+0,12	33	13	6
Д816Б	27±10%	10—180	150; 8	+0,12	33	13	6
Д816В	33±10%	10—150	150; 10	+0,12	33	13	6
Д816Г	39±10%	10—130	150; 12	+0,12	33	13	6
Д816Д	47±10%	10—110	150; 15	+0,12	33	13	6
Д817А	56±10%	5—90	200; 35	+0,14	33	13	6
Д817Б	68±10%	5—75	200; 40	+0,14	33	13	6
Д817В	82±10%	5—60	300; 45	+0,14	33	13	6
Д817Г	100±10%	5—50	300; 50	+0,14	33	13	6

Примечания: 1. Напряжение стабилизации указано при токе стабилизации 5 *ма* для Д808—Д811 и Д813—Д814, 10 *ма* для Д818, 1 *а* для Д815А—Д815В, 0,5 *а* для Д815Г—Д815Ж, 150 *ма* для Д816, 50 *ма* для Д817.

2. Наибольшее динамическое сопротивление указано при токах стабилизации 1 и 5 *ма* для Д808—Д811, Д813—Д814, 3 и 10 *ма* для Д818, 50 и 1 000 *ма* для Д815А—Д815В, 25 и 500 *ма* для Д815Г—Д815Ж, 10 и 150 *ма* для Д816, 5 и 50 *ма* для Д817.

3. Предельно допустимая мощность рассеивания составляет 0,28 *вт* для Д808—Д811, Д813, 0,34 *вт* для Д814, 0,3 *вт* для Д818, 8 *вт* для Д815, 5 *вт* для Д816—Д817.

4. Для Д808—Д811, Д813—Д814 обратное сопротивление при напряжении 1 *в* составляет не менее 10 *Мом*.

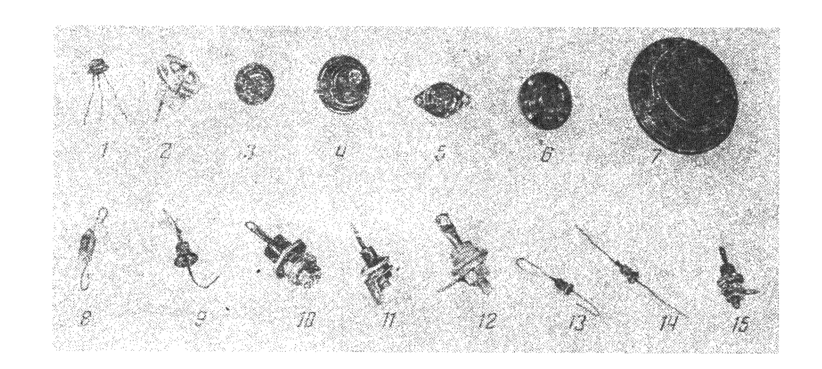


Рис. 9. Транзисторы, полупроводниковые диоды и стабилитроны.

Транзисторы: *1* — П25 и П26; *2* — П3; *3* — П302—П304 и П701; *4* — П702, П209 и П210; *5* — П201—П203; *6* — П4; *7* — П207 и П208; полупроводниковые диоды: *8* — ДГ-Ц21—ДГ-Ц27; *9* — Д7, Д206—Д211, Д217, Д218 и Д226; *10* — Д302—Д305; *11* — Д202—Д205, Д221, Д222 и Д229; *12* — Д214, Д215 и Д224; стабилитроны: *13* — Д808—Д811 и Д813; *14* — Д818; *15* — Д815—Д817.

помех, создаваемых преобразователем, со стороны входа преобразователя включен Г-образный высокочастотный фильтр.

На рис. 9 показаны транзисторы и диоды, применяемые в преобразователях напряжения.

Глава вторая

ДВУХТАКТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для источников питания напряжением до 20—25 *в* наибольшее распространение получили двухтактные преобразователи.

Анализировать работу и рассчитывать двухтактный преобразователь удобно, пользуясь коллекторными характеристиками плоскостного транзистора (рис. 10). Из них следует, что для получения минимального падения напряжения на открытом транзисторе при заданном токе коллектора транзистор должен находиться в режиме тока насыщения (точка $Б_1$). Этот режим обеспечивается протеканием соответствующего базового тока

$$i_б \geqslant i_к \frac{1-\alpha}{\alpha} = \frac{i_к}{\beta};$$

для точки $Б_1$ $i_б \geqslant i_{б1}$.

В режиме насыщения падение напряжения на участке эмиттер — коллектор составляет $\Delta U_{к\text{-}э} = 0{,}3 - 0{,}6$ *в*. Чтобы запереть транзистор с проводимостью типа *p-n-p*, следует подать на его базу небольшое положительное напряжение по отношению к эмиттеру. При этом напряжение источника питания (сети постоянного тока) $U_с$ почти полностью окажется приложенным к участку эмиттер — коллектор (точка *А*). Для упрощения рисунка обратный ток коллекторного перехода ($I_{к0}$) запертого транзистора полагаем равным нулю.

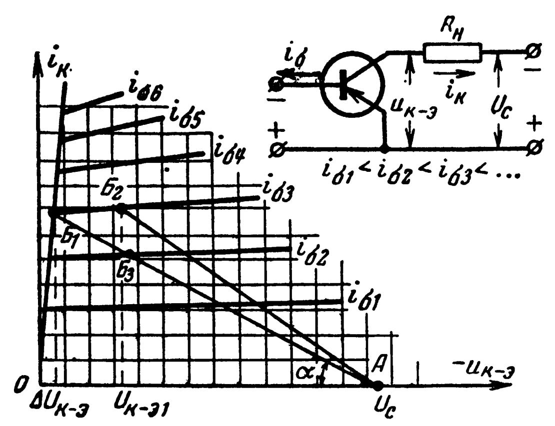


Рис. 10. Статические характеристики транзистора при включении по схеме с общим эмиттером.

Переход рабочей точки от режима отпирания к режиму запирания и обратно в случае чисто активного сопротивления нагрузки будет происходить по нагрузочной прямой $АБ_1$, наклон которой зависит от величины сопротивления нагрузки $R_н$ *. Уменьшение сопротивления нагрузки (линия $АБ_2$) при неизменном токе базы приведет к увеличению падения напряжения на транзисторе (до величины $U_{к\text{-}э1}$); это вызовет увеличение мощности, выделяемой на транзисторе, и уменьшение к. п. д. преобразователя. В схемах преобразователей с самовозбуждением при допустимом уменьшении сопротивления нагрузки коллектроный ток увеличивается, а базовый ток, выбранный с достаточным запасом, немного падает из-за увеличения потерь в схеме, но не ниже величины, обеспечивающей режим насыщения транзистора ($i_к/\beta$).

Наличие индуктивности рассеяния коллекторной обмотки трансформатора преобразователя и некоторые другие причины вызывают отклонение траектории рабочей точки от прямой линии при переходе из точки *А* в *Б* и обратно.

---

* Нетрудно видеть, что $R_н = \dfrac{U_с - U_{к\text{-}э}}{i_к} = \operatorname{ctg}\alpha$, где $U_{к\text{-}э}$ — напряжение между выводами эмиттера и коллектора, соответствующее данному значению тока коллектора $i_к$.

Рассмотрим двухтактную схему преобразователя (рис. 11), состоящую из двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, и трансформатора, имеющего коллекторную, базовую и выходную обмотки. Коллекторную обмотку часто называют первичной, а базовую — обмоткой обратной связи. Для сердечника трансформатора желательно применять материал с прямоугольной

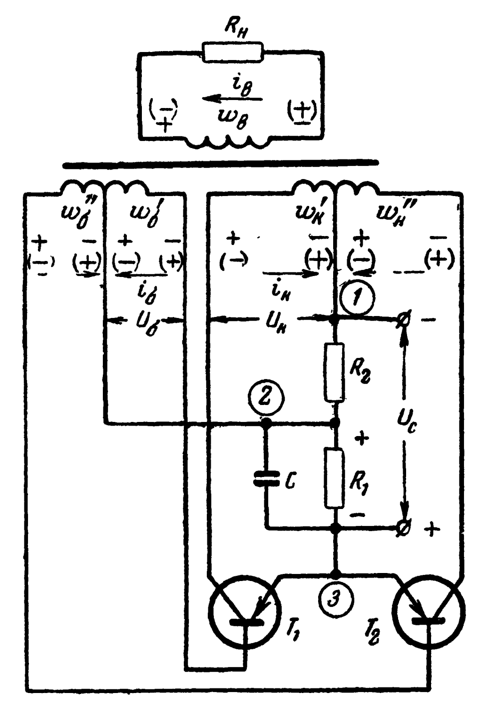


Рис. 11. Схема двухтактного преобразователя.

петлей гистерезиса (рис. 12), например, марок 50НП, 65НП, 34НКМП, чтобы потери мощности на транзисторах были минимальны. Если увеличение потерь допустимо, то возможно применение и других материалов.

Делитель напряжения R_1R_2 (рис. 11) служит для запуска преобразователя при включении питающего напряжения U_c. В этом случае на сопротивлении R_1, шунтированном конденсатором C, появляется небольшое отрицательное напряжение (0,3—0,6 *в*), которое поступает к базам транзисторов, вызывая отпирание какого-либо из них.

Следует иметь в виду, что после включения при нормальной работе преобразователя через сопротивление R_1 течет базовый ток в направлении, обратном току делителя, и создает на этом сопротивлении напряжение с полярностью, указанной на рис. 11.

Возможны различные варианты схем включения вспомогательных элементов R_1R_2 и C. Так, например, возможна работа схемы без сопротивления R_1 (рис. 13,*а*). В некоторых случаях из схемы можно исключить сопротивление R_2 и конденсатор C (рис. 13,*б*), который служит для сглаживания выбросов напряжения, возникающих при переходных процессах во время переключения транзисто-

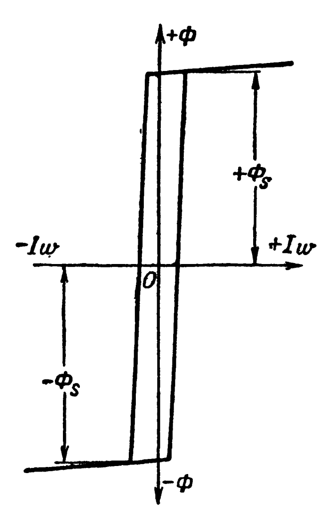


Рис. 12. Прямоугольная петля гистерезиса.

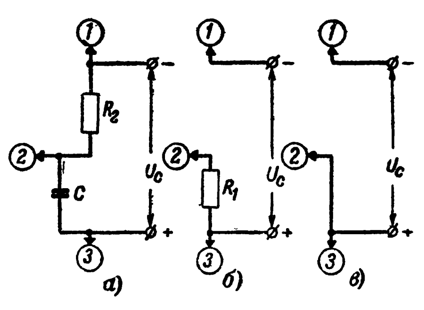


Рис. 13. Варианты схемы пусковой цепи преобразователя.

1 — к средней точке коллекторной обмотки; *2* — к средней точке базовой обмотки; *3* — к эмиттеру (см. рис. 11).

ров. Схема может работать также без делителя R_1R_2 и конденсатора C (рис. 13,*в*). Емкость конденсатора лежит обычно в пределах от 0,1 до 2 *мкф* (подбирают экспериментально).

Рассмотрим работу двухтактного преобразователя по схеме, приведенной на рис. 11, с трансформатором, имеющим сердечник из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Предположим, что в некоторый момент времени открыт транзистор T_1. Тогда напряжение питания U_c (за вычетом небольшого падения напряжения на участке эмиттер — коллектор $\Delta U_{к\text{-}э}$) окажется приложенным к половине коллекторной обмотки $w'_к$, создавая на ней и на других обмотках э. д. с. с полярностью, указанной на схеме рис. 11 (знаки даны без скобок). При этом э. д. с. базовой обмотки $w'_б$ создает на базе транзистора T_1 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, а э. д. с. обмотки $w''_б$ в этот момент создает на базе транзистора T_2 положительное напряжение по отношению к эмиттеру.

Следовательно, в то время, когда транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 заперт. Что касается величины э. д. с., возникающей в каждой полуобмотке $w_к$, то она практически равна напряжению источника U_c за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе и на активном сопротивлении полуобмотки.

Транзистор T_1 будет открыт до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике трансформатора не достигнет величины насыщения Φ_s. Так как в этот момент скорость изменения магнитного потока становится равной нулю (или очень малой), то э. д. с. во всех обмотках

трансформатора также станет равной нулю (или значительно уменьшится). Резкое уменьшение токов в обмотках, происходящее при этом, вызывает появление в обмотках э. д. с. противоположной полярности (знаки в скобках на рис. 11).

Теперь базовая обмотка $w''_б$ создает на базе транзистора T_2 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, что приводит к отпиранию этого транзистора и возникновению тока в коллекторной обмотке $w''_к$ в направлении, указанном пунктирной стрелкой. При этом э. д. с. базовой обмотки $w''_б$ возрастает, что вызывает дальнейшее увеличение коллекторного тока и т. д. Процесс протекает лавинообразно и очень быстро приводит транзистор T_2 в режим насыщения. В результате этого процесса напряжение $U_с-\Delta U_{к-э}=U_{кт}$ окажется приложенным к половине коллекторной обмотки $w''_к$. Таким образом, напряжение на каждой половине обмотки имеет прямоугольную форму, показанную на рис. 14,*а*.

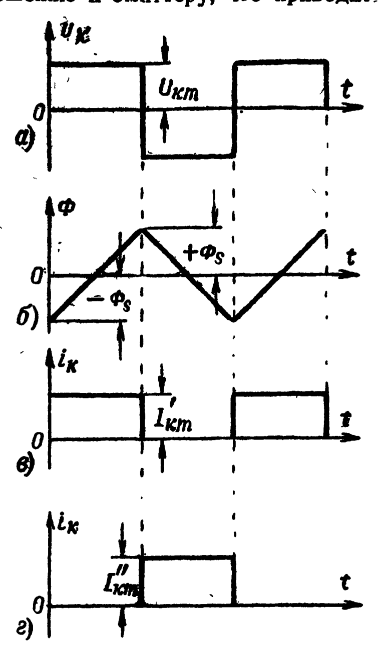


Рис. 14. Формы напряжения (*а*), магнитного потока (*б*) и токов в обмотках трансформатора преобразователя (*в* и *г*).

Приведенное объяснение принципа действия преобразователя справедливо, когда коллекторный ток транзистора будет достаточен для насыщения сердечника. Очевидно, это достигается выбором соответствующего типа транзистора и величины его базового тока.

Принципиально переключение транзисторов может произойти и в том случае, когда коллекторный ток достигнет своего наибольшего возможного значения (определяемого базовым током) раньше, чем наступит насыщение сердечника. Однако работа преобразователя в таком режиме будет неустойчивой и менее экономичной. Обычно преобразователи выполняют так, чтобы насыщение сердечника трансформатора начиналось при токе, меньшем, чем максимально возможный ток коллектора.

Данное объяснение принципа действия преобразователя весьма упрощено. Однако оно достаточно для того, чтобы понять назначение и взаимодействие его элементов.

Нетрудно видеть (рис. 11), что когда один из транзисторов заперт, напряжение между его эмиттером и коллектором равно сумме напряжений питания и неработающей половины коллекторной обмотки. Эту сумму напряжений, которая почти равна удвоенному напряжению питания, должны выдерживать применяемые транзисторы.

Одно из преимуществ преобразователя с самовозбуждением заключается в безопасности короткого замыкания в цепи нагрузки. При коротком замыкании напряжения на коллекторной и базовой обмотках падают почти до нуля, колебания прекращаются и повреждений в схеме не возникает.

7. УЛУЧШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Транзисторы в преобразователях работают в ключевом режиме (открыт-закрыт), характеризующемся малым падением напряжения на транзисторе при большом токе через него и большим падением напряжения при почти полном отсутствии тока. Поэтому на транзисторах рассеивается незначительная мощность по сравнению с выходной мощностью преобразователя. Однако это справедливо только в том случае, когда фронты импульсов коллекторного напряжения имеют очень малую длительность, т. е. когда форма выходного напряжения наиболее близка к прямоугольной. При искаженной форме кривой, когда фронты импульсов имеют малую крутизну, тепловой режим транзисторов ухудшается, так как переход из одного состояния в другое происходит медленнее, и на транзисторах выделяется дополнительная мощность, увеличивающая их нагрев. Различные уступы и выбросы на кривой коллекторного напряжения также ухудшают условия работы транзисторов.

Быстрота, с которой происходит процесс отпирания и запирания транзисторов, а следовательно, и крутизна фронтов вырабатываемого переменного напряжения в основном зависят от индуктивности рассеяния и собственной емкости трансформатора, а также от магнитных свойств его сердечника и некоторых параметров транзисторов.

Характер нагрузки преобразователя оказывает значительное влияние на форму его выходного напряжения. Как правило, для избежания искажений прямоугольной формы кривой и перегрева транзисторов преобразователи должны работать на нагрузку, близкую по характеру к активной. Такую нагрузку, в частности, представляют собой выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с индуктивности или емкости, или на чисто активную нагрузку без фильтра.

Индуктивность рассеяния трансформатора искажает прямоугольную форму кривой напряжения. Пиковые выбросы намагничивающего тока, возникающие в конце каждого полупериода, могут создать на коллекторной обмотке выбросы напряжения, пропорциональные индуктивности рассеяния. Напряжение выбросов, складываясь с напряжением на запертых транзисторах, увеличивает опасность пробоя последних. Индуктивность рассеяния также увеличивает время нарастания и спада напряжения, т. е. уменьшает крутизну фронтов импульсов. В сочетании с собственной емкостью трансформатора индуктивность рассеяния образует контур, в котором в ряде случаев процесс установления напряжения может иметь колебательный характер; при этом на фронтах кривой напряжения возможно появление заметных выбросов.

Весьма эффективный способ уменьшения индуктивности рассеяния — намотка обеих половин коллекторной обмотки в два провода одновременно. То же самое необходимо и для базовой обмотки, которую следует располагать возможно ближе к коллекторной. При

таком способе намотки индуктивность рассеяния может быть уменьшена в десятки и сотни раз.

Значительная собственная емкость, которая обычно бывает у трансформаторов с высоковольтной выходной обмоткой, искажает прямоугольную форму кривой переменного напряжения, приближая ее к синусоидальной и ухудшая тем самым тепловой режим транзисторов.

Применение сердечников с прямоугольной формой петли гистерезиса обеспечивает более четкое переключение транзисторов и поэтому более высокую крутизну фронтов кривой напряжения.

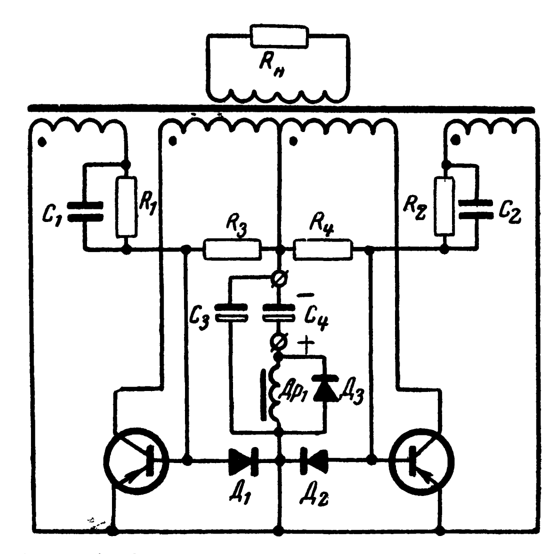


Рис. 15. Улучшенная схема двухтактного преобразователя.

На рис. 15 показана схема двухтактного преобразователя с дополнительными элементами, улучшающими его характеристики. Концы обмоток, имеющие в данный момент одинаковые знаки (фазы) напряжения, отмечены точками.

Для увеличения скорости переходных процессов в транзисторах в моменты их отпирания и запирания служат сопротивления R_1 и R_2 в базовых цепях, шунтированные конденсаторами C_1 и C_2. Передний фронт импульса при наличии конденсатора становится круче, так как в момент отпирания транзистора напряжение базовой обмотки полностью прикладывается к участку эмиттер — база, скачком отпирая транзистор.

В момент запирания транзистора напряжение на заряженном конденсаторе исчезает не сразу, а остается в течение некоторого времени приложенным к закрывающемуся транзистору, сообщая базе положительный потенциал по отношению к эмиттеру. Это напряжение ускоряет запирание транзистора, создавая крутой задний фронт импульса, так как оно оказывается приложенным в момент,

когда э. д. с. базовой обмотки уже близка к нулю, но еще не переменила знака. На рис. 16 показаны осциллограммы выходного напряжения преобразователя, из которых видно влияние сопротивлений и конденсаторов в базовых цепях на форму кривой. Сопротивления R_1 и R_2 имеют величины порядка единиц или десятков ом, а конденсаторы C_1 и C_2 — порядка единиц или десятков микрофарад.

Диоды $Д_1$ и $Д_2$, шунтирующие участки эмиттер — база транзисторов, способствуют ускорению отпирания последних. Благодаря диодам запирающее напряжение на транзисторах не превышает 0,5—1 *в* при напряжении базовой обмотки 3—4 *в*. Это обстоятельство ускоряет переходный процесс отпирания транзисторов, который будет протекать тем быстрее, чем меньше запирающее напряжение. Таким образом, включение диодов $Д_1$ и $Д_2$ увеличивает крутизну переднего фронта импульса.

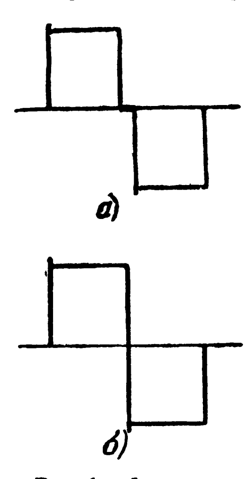


Рис. 16. Форма выходного напряжения преобразователя.

а — без элементов *R* и *C* в базовых цепях; *б* — с элементами *R* и *C* в базовых цепях.

Сопротивления R_3 и R_4, соединяющие базы транзисторов с отрицательным полюсом источника, служат для запуска преобразователя. Для создания искусственной асимметрии, облегчающей запуск, величины этих сопротивлений могут немного отличаться друг от друга.

В тех случаях, когда от источника питания преобразователя (батареи) питаются другие устройства, необходимо защитить эти устройства от импульсных помех, создаваемых преобразователем и проходящих через источник питания. На схеме рис. 15 показан защитный фильтр, состоящий из дросселя $Др_1$ и конденсаторов C_3 и C_4. Для подавления колебательных процессов, возникающих в фильтре, низкочастотный дроссель $Др_1$ обычно шунтируют диодом $Д_3$. В некоторых случаях низкочастотный дроссель в фильтре можно заменить высокочастотным.

Трансформатор преобразователя работает в режиме насыщения, что вызывает большие потери в его сердечнике и снижение к. п. д. преобразователя, особенно при повышенных частотах. Этот недостаток может быть значительно уменьшен, если применить двухтрансформаторную схему (рис. 17), предложенную Л. Ф. Собещанским и др. Такую схему целесообразно применять при выходной мощности выше 20—30 *вт*. Маломощный трансформатор $Тр_1$ работает в ней в режиме насыщения и является переключающим. Выходной трансформатор $Тр_2$ работает, не заходя в область насыщения, при индукциях, которые выбираются в зависимости от допустимых потерь в сердечнике при заданной частоте преобразователя. Поэтому для сердечника трансформатора $Тр_2$ нет необходимости применять материалы с прямоугольной петлей гистерезиса.

Так как коллекторная обмотка переключающего трансформатора $Тр_1$ пропускает только ток холостого хода, то размеры этого трансформатора могут быть небольшими. Поэтому абсолютная величина потерь в сердечнике, пропорциональная его весу, также

будет невелика. Потери же в выходном трансформаторе Tp_2 при достаточно низкой индукции могут быть небольшими, несмотря на большой объем сердечника. Для уменьшения искажений формы кривой выходной трансформатор также должен иметь минимальную индуктивность рассеяния.

Схема преобразователя, изображенная на рис. 17, имеет пусковую цепь с диодом $Д_1$. В момент включения диод заперт и преобра-

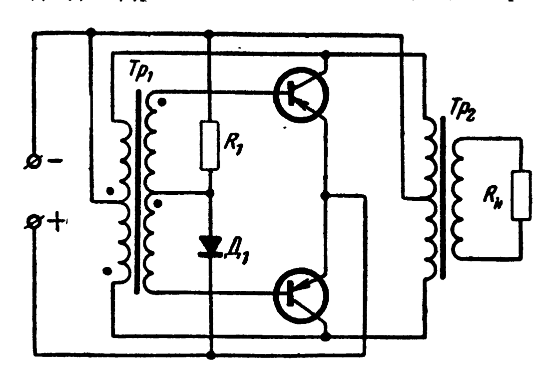


Рис. 17. Схема двухтактного двухтрансформаторного преобразователя.

зователь запускается через базовую обмотку и сопротивление R_1, имеющее величину несколько сотен или тысяч ом. Во время работы преобразователя базовый ток открытого транзистора проходит через диод $Д_1$. Так как падение напряжения на диоде мало, то эта схема запуска более экономична, чем схема на рис. 11. Кроме того, схема с диодом несколько облегчает запуск преобразователя, уменьшая время запирания одного из двух транзисторов при включении.

8. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Как отмечалось ранее, в моменты переключения транзисторов из одного состояния в другое на коллекторе запирающегося транзистора появляется короткий остроконечный импульс («всплеск») напряжения. Величина «всплеска» обычно не превышает 20—40% установившегося напряжения на коллекторе.

Однако при неудачном размещении обмоток трансформатора она может достигать значительно больших значений, что сильно ухудшает условия работы транзисторов, увеличивая опасность пробоя коллекторного перехода. Уменьшение амплитуды «всплесков» повышает надежность работы транзисторов и позволяет использовать для питания преобразователей источники с более высоким напряжением.

Для защиты транзисторов от пробоя между выводами эмиттера и коллектора каждого транзистора можно включить кремниевый стабилитрон, напряжение стабилизации которого должно несколько превышать удвоенную величину напряжения питания. Тогда напряжение между эмиттером и коллектором при «всплесках» не будет превышать напряжения стабилизации стабилитронов. Однако

этот способ защиты пригоден только в маломощных преобразователях, где импульс тока через стабилитроны не будет выводить их из строя.

На рис. 18. приведена схема защиты транзисторов от перенапряжений («всплесков»), предложенная Г. Б. Малько и В. М. Кандыкиным. Схема представляет собой обычный двухтактный преобразователь (рис. 11) с дополнительными конденсатором C, сопротивлением R и диодами $Д_1$ и $Д_2$. Конденсатор C и сопротивление R включены параллельно участкам эмиттер — коллектор транзисторов T_1 и T_2 через диоды $Д_1$ и $Д_2$.

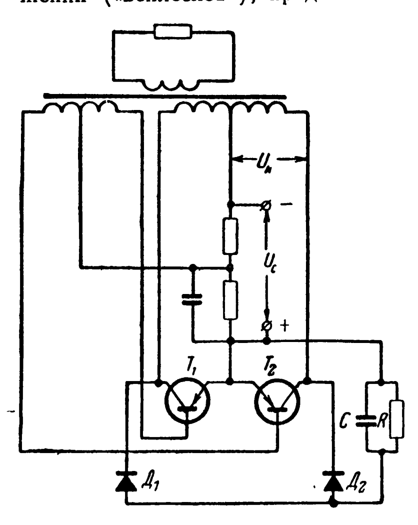


Рис. 18. Схема защиты транзисторов от перенапряжений.

Емкость конденсатора C и величину сопротивления R выбирают такими, чтобы сгладить выбросы («всплески») напряжения между эмиттером и коллектором. При этом среднее значение напряжения на конденсаторе C, которое, очевидно, равно напряжению между эмиттером и коллектором запертого транзистора, почти не будет превышать удвоенного напряжения питания. Во время работы преобразователя напряжение на конденсаторе C колеблется около этого среднего значения. Конденсатор C имеет емкость порядка нескольких микрофарад, а сопротивление R — порядка десятков или сотен тысяч ом.

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ служат для того, чтобы напряжение на коллекторе запертого транзистора не оказалось приложенным к коллектору другого, открытого в этот момент транзистора. Так как через диоды происходит заряд конденсатора C, то желательно, чтобы их сопротивление было возможно меньшим. В этих цепях целесообразно использовать германиевые или кремниевые диоды с обратным напряжением не менее удвоенного напряжения питания.

Подобную схему можно применять для защиты транзисторов от «всплесков» напряжения и в усилителях мощности.

9. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Действующее значение напряжения на обмотке. Рассмотрим сначала вопрос о характере изменения магнитного потока в сердечнике трансформатора (рис. 11) при прямоугольной форме напряжения на коллекторной (первичной) обмотке (рис. 14,*а*). Очевидно, что плоская часть кривой напряжения соответствует постоянной скорости изменения магнитного потока, так как

$$U_с - \Delta U_{к\text{-}э} = U_{кm} = w_к \frac{d\Phi}{dt} = \text{const}. \qquad (1)$$

Когда магнитный поток в сердечнике достигнет насыщения ($+\Phi_s$), скорость его изменения станет равной нулю. В этот момент происходит переключение транзисторов, знак скорости изменения потока меняется на обратный, и процесс повторяется снова.

Из уравнения (1) следует, что при положительном значении напряжения $U_{\text{к}m}$ знак производной $d\Phi/dt$ также положителен. Положительный знак производной говорит о возрастании магнитного потока в рассматриваемый момент времени. Очевидно, термин „возрастание" следует понимать в алгебраическом смысле, как переход от отрицательных значений потока через нуль к положительным. Если, например, при $t=0$ $\Phi=-\Phi_s$ и $\frac{d\Phi}{dt}>0$, то через полпериода магнитный поток снова достигает значения насыщения, но с противоположным знаком, т. е. при $t=T/2$ $\Phi=+\Phi_s$. Нетрудно показать, что в течение второго полупериода поток также изменяется по прямой в пределах от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$.

Таким образом, магнитный поток в сердечнике трансформатора преобразователя изменяется по пилообразной кривой в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$ (рис. 14,*б*).

На рис. 14,*в* и *г* показаны формы кривых тока в половинах коллекторной обмотки при активной нагрузке трансформатора преобразователя. При этом предполагается, что ток намагничивания трансформатора мал по сравнению с током, протекающим по коллекторной обмотке нагруженного трансформатора.

Учитывая характер изменения кривой магнитного потока, можно найти выражение для действующего (эффективного) значения переменного напряжения на половине коллекторной обмотки:

$$U_{\text{к}}=4fw_{\text{к}}B_mQ\cdot 10^{-4}, \qquad (2)$$

где f — частота вырабатываемого преобразователем напряжения, *гц*;
$w_{\text{к}}$ — число витков одной из половин коллекторной обмотки;
Q — чистое сечение стержня, *см*²;
B_m — максимальная индукция в сердечнике, *тл* *.

Следует отметить, что для переменного напряжения прямоугольной формы (рис. 14,*а*) действующее значение напряжения $U_{\text{к}}$ равно амплитудному $U_{\text{к}m}$. То же относится и к напряжениям базовой ($U_{\text{б}}$) и выходной ($U_{\text{в}}$) обмоток.

Выражение (2) является основной формулой для расчета трансформатора преобразователя. Зная напряжение $U_{\text{к}}$, приложенное к половине коллекторной обмотки, индукцию насыщения $B_s=B_m$ (для сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса) и задавшись сечением сердечника Q и требуемой частотой f, можно найти число витков коллекторной обмотки.

Определение величины B_m. Следует иметь в виду, что индукция насыщения B_s ясно выражена только у материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. У других магнитных материалов точка

* В международной системе единиц (СИ), введенной в СССР с 1 января 1963 г., единицей магнитной индукции служит тесла (*тл*) с размерностью вебер на квадратный метр [*вб/м*²]; 1 *тл*= =10 000 *гс*.

перегиба кривой намагничивания обычно выражена недостаточно четко (рис. 19) и определение по этой кривой величины B_m становится затруднительным.

При использовании обычных магнитных материалов (не обладающих прямоугольной петлей гистерезиса) переключение транзисторов происходит в тот момент, когда скорость изменения магнит-

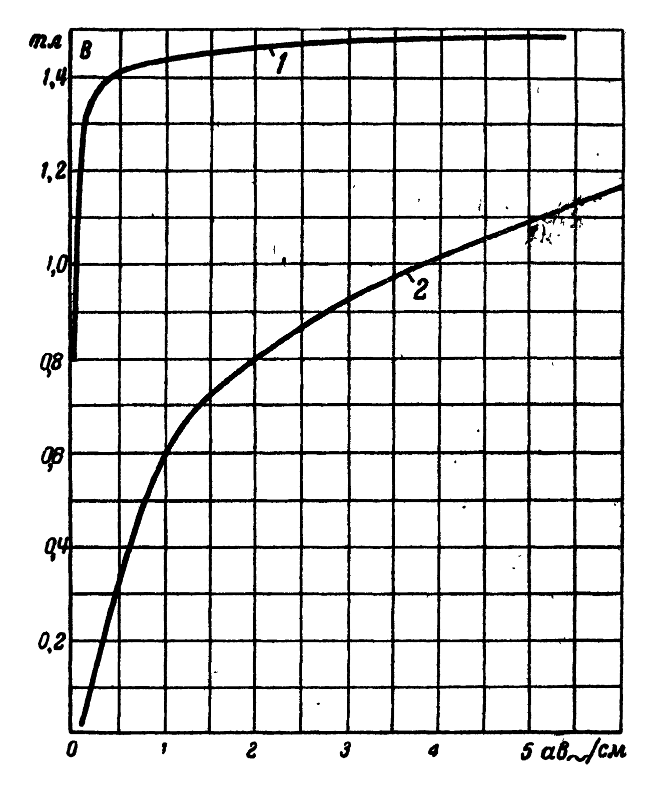


Рис. 19. Кривые намагничивания материалов 50НП и Э44.

1 — сплав 50НП, тороидальный сердечник, лента толщиной 0,05 *мм*; *2* — сталь Э44, Ш-образный сердечник из пластин толщиной 0,2 *мм*, сборка вперекрышку.

ного потока в сердечнике начинает уменьшаться, т. е. когда индукция достигает некоторого значения, лежащего на пологой части кривой намагничивания.

Величина магнитной индукции, при которой скорость изменения магнитного потока начинает уменьшаться, зависит от свойств данного магнитного материала, а также от способа сборки и конфигурации сердечника. Это значение индукции и следует подставлять в формулу (2). Таким образом, величина B_m в формуле (2) пред-

ставляет собой индукцию насыщения B_s только для материалов с прямоугольной формой петли гистерезиса. В других случаях величина B_m обычно лежит значительно ниже значения индукции насыщения данного материала.

Значение B_m для магнитных материалов, не имеющих прямоугольной петли гистерезиса, лучше всего определять экспериментально. Для этой цели нужно на выбранном сердечнике намотать обмотки для включения в преобразователь. Число витков половины коллекторной обмотки можно подсчитать, пользуясь формулой (2), принимая ориентировочно $B_m \approx (0{,}6 \div 0{,}8) B_s$. Значение индукции насыщения B_s для данного материала можно найти в соответствующих справочниках или технических условиях. Число витков половины базовой обмотки подсчитывают по формуле

$$w_б = w_к \frac{3}{U_к}.$$

Чтобы переключение схемы из одного состояния в другое происходило заведомо вследствие насыщения сердечника, сопротивление R_1 в цепи базы (рис. 11) должно иметь достаточно малую величину.

Измерив частоту, вырабатываемую преобразователем, легко найти значение

$$B_m = \frac{U_к \cdot 10^4}{4 f w_к Q}. \qquad (3)$$

Измерение частоты рекомендуется повторить несколько раз, изменяя значения $U_к$, Q или $w_к$ в пределах $\pm(20$—$40)\%$ от номинальных. Значения B_m, подсчитанные по формуле (3), могут из-за неточности измерения и некоторых других причин немного отличаться друг от друга. Поэтому для дальнейших расчетов можно взять среднее арифметическое из полученных значений B_m.

В табл. 11 приведены средние значения B_m для некоторых магнитных материалов с указанием способа сборки и конфигурации сердечников.

Таблица 11

Значения B_m для некоторых магнитных материалов

Материал	Толщина, *мм*	Конструкция и тип сердечника	B_m (среднее значение), *тл*	Удельный вес, *г/см³*
Э42	0,35	Штампованный[1], Ш-9	0,85	7,55
Э44	0,2	То же	0,9	7,55
50Н	0,15	То же	0,77	8,2
79НМ	0,2	Штампованный, Ш-12	0,74	8,6
Э350 (ХВП)	0,08	Витой разрезной, Ш-9	1,0	7,65
50НП	0,05	Тороидальный (неразрезной)	1,5	8,2
65НП	0,05	То же	1,3	8,35
34НКМП	0,05	То же	1,5	8,7

[1] Все штампованные сердечники собраны вперекрышку.

В некоторых случаях сердечник трансформатора собирают с воздушным зазором. При такой сборке снижается величина B_m и уменьшаются потери в сердечнике, но возрастает ток холостого хода трансформатора вследствие увеличения тока намагничивания.

Следует еще раз подчеркнуть, что величина B_m устанавливается в трансформаторе преобразователя автоматически в зависимости от свойств магнитного материала и способа сборки сердечника и поэтому не может быть выбрана произвольно.

Выбор типа транзисторов и расчет трансформатора. Тип транзисторов выбирают, исходя из заданной мощности выходной обмотки преобразователя

$$P_{в} = U_{в} I_{в} \, *, \tag{4}$$

где $U_{в}$ и $I_{в}$ — действующие значения напряжения и тока выходной обмотки.

При этом амплитудное значение тока коллектора

$$I_{кm} = \frac{P_{в}}{\eta U_{с}}, \tag{5}$$

(где η—к. п. д. преобразователя) должно быть не более максимально допустимого тока коллектора, указанного в паспорте транзистора. Допускается параллельное соединение транзисторов, если расчетное значение тока $I_{кm}$ превышает максимально допустимый ток коллектора одного транзистора.

Выбранные транзисторы должны выдерживать между коллектором и эмиттером напряжение не меньше, чем $1{,}2 \cdot 2U_{с} = 2{,}4U_{с}$, где коэффициент 1,2 учитывает возможные перенапряжения в схеме.

Размеры сердечника для трансформатора можно выбрать, пользуясь известной формулой

$$Q_{ст} Q_{о} = \frac{P_{габ} \cdot 10^2}{2 f B_m \delta \eta_{тр} s k_{с} k_{м}}, \tag{6}$$

где $Q_{ст}$ — полное сечение стержня, *см²*;
$Q_{о}$ — площадь окна, приходящаяся на обмотки одного стержня, *см²*;
$P_{габ}$ — габаритная мощность трансформатора, *ва*;
δ — плотность тока в обмотках, *а/мм²*;
$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора;
s — число стержней, несущих обмотки;
$k_{с}$ — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью;
$k_{м}$ — коэффициент заполнения окна медью обмотки;
B_m — индукция в сердечнике, *тл*.

По определению габаритная мощность $P_{габ}$ равна полусумме вольт-ампер всех обмоток трансформатора:

$$P_{габ} = \frac{VA_{к} + VA_{б} + VA_{в}}{2}, \tag{7}$$

---

* При нагрузке преобразователя на двухфазный (двухполупериодный) выпрямитель $P_{в} = U_{в} I_{в} \sqrt{2}$, где $U_{в}$ — действующее значение напряжения половины выходной обмотки; $I_{в} = \frac{I_{вm}}{\sqrt{2}}$ — действующее значение тока выходной обмотки.

где $VA_к$ — вольт-амперы коллекторной обмотки;
$VA_б$ — вольт-амперы базовой обмотки;
$VA_в$ — вольт-амперы выходной обмотки.

Можно показать, что

$$P_{габ} \approx 1,3 U_в I_в \qquad (8)$$

в случае, если обмотка трансформатора нагружена на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения. Если выходная обмотка нагружена на двухфазный (двухполупериодный) выпрямитель со средней точкой, то

$$P_{габ} \approx 2,1 U_в I_в, \qquad (9)$$

где $U_в$ — действующее значение напряжения половины выходной обмотки;
$I_в = I_{вm}/\sqrt{2}$ — действующее (эффективное) значение тока выходной обмотки.

В случае, если габаритная мощность трансформатора очень мала (менее 5 *ва*), а напряжение выходной обмотки велико (выше 1 000 *в*), то диаметр провода обмотки определяется не током обмотки, а тем минимальным диаметром, который можно использовать для намотки. Этот диаметр (обычно не менее 0,06 *мм*) оказывается всегда излишне большим для выходной обмотки, однако более тонкий провод использовать практически нельзя из-за трудности его намотки. Поэтому в таких случаях плотность тока выходной обмотки будет значительно меньше обычных значений.

Кроме того, при высоких напряжениях размеры трансформатора в значительной степени определяются необходимыми изоляционными промежутками, которые сильно уменьшают коэффициент заполнения окна медью ($k_м$). Все это затрудняет расчет по формуле (6). Поэтому размеры сердечника для таких трансформаторов выбирают обычно на основании одного-двух предварительных расчетов.

Диаметры проводов коллекторной и базовой обмоток в обычных трансформаторах можно выбирать, исходя из плотности тока $\delta \leqslant 3$—5 *а/мм²*.

Частоту преобразователя f следует выбирать не выше 2—4 *кгц*, так как иначе влияние индуктивности рассеяния исказит прямоугольную форму кривой напряжения, а потери в материале сердечника заметно увеличатся. Оба эти явления приводят к уменьшению к. п. д. преобразователя, не давая в то же время заметного выигрыша в размерах сглаживающего фильтра выпрямителя, питаемого переменным напряжением преобразователя. Чем выше выбрана частота преобразователя, тем меньше должна быть толщина материала для сердечника трансформатора.

Определив при помощи выражения (2) число витков половины коллекторной обмотки $w_к$, нетрудно определить число витков половины базовой обмотки $w_б$. Так как падение напряжения на участке эмиттер — база открытого транзистора мало по сравнению с падением напряжения на сопротивлении R_1, то напряжение базовой обмотки должно быть почти равно падению напряжения на сопро-

тивлении R_1, которое обычно при расчете принимают равным 3—4 *в*. Поэтому число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к \frac{U_б}{U_к} = w_к \frac{(3 \div 4)}{U_к}. \quad (10)$$

Число витков выходной обмотки

$$w_в = w_к \frac{U_в}{U_к} = w_к n, \quad (11)$$

где n — коэффициент трансформации.

Действующее значение тока выходной обмотки равно амплитудному значению тока при нагрузке преобразователя на активное сопротивление и на выпрямители по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения

$$I_в = I_{вm}. \quad (12)$$

При нагрузке преобразователя на двухфазный (двухполупериодный) выпрямитель со средней точкой действующее значение тока выходной обмотки

$$I_в = \frac{I_{вm}}{\sqrt{2}}. \quad (13)$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_к = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}}. \quad (14)$$

Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_б = \frac{I_{бm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{кm}}{\beta \sqrt{2}}. \quad (15)$$

Зная действующие значения токов в обмотках трансформатора, легко определить диаметр проводов обмоток (без изоляции) из выражения

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{\delta}}. \quad (16)$$

Для уменьшения индуктивности рассеяния обе половины коллекторной обмотки нужно наматывать одновременно в два провода. То же относится и к половинам базовой обмотки. В двухтрансформаторных схемах (рис. 17) обе половины первичной обмотки выходного трансформатора следует наматывать в два провода одновременно, а вторичную обмотку разделить на две равные части, расположив между ними первичную обмотку.

Потери в транзисторах. В случае, если переменное напряжение на трансформаторе имеет правильную прямоугольную форму, то мощность, рассеиваемая на транзисторе (на участке эмиттер — кол-

лектор), будет весьма мала по сравнению с мощностью, которую транзистор может отдать в нагрузку. Мощность на транзисторе будет выделяться в течение того полупериода напряжения, когда транзистор открыт (рис. 20). Средняя мощность, выделяющаяся на одном транзисторе, будет равна:

$$P_{к1} = \frac{\Delta U_{к\text{-}э}\, I_{кm}}{2}, \tag{17}$$

где $\Delta U_{к\text{-}э}$ — падение напряжения на участке эмиттер — коллектор в режиме насыщения (0,3 — 0,6 *в*);

$I_{кm}$ — амплитуда тока коллектора.

Если же переменное напряжение имеет трапецеидальную форму (рис. 21), то мощность, рассеиваемая на транзисторе, заметно

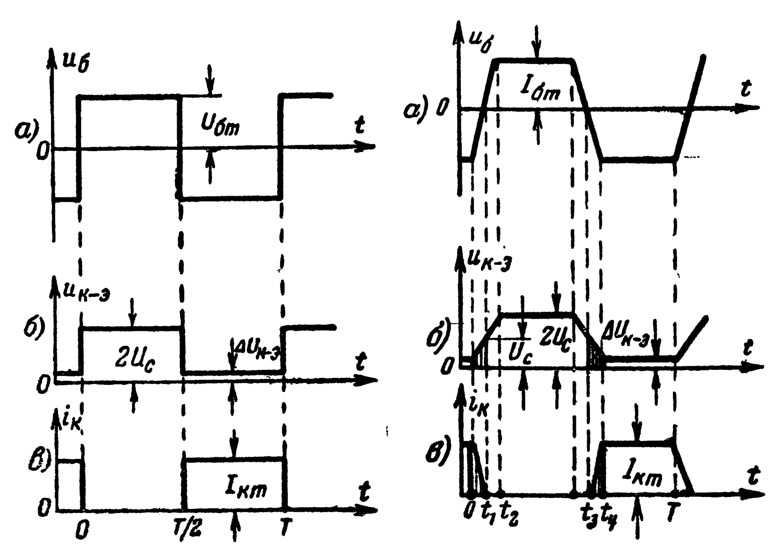


Рис. 20. Формы коллекторного тока и напряжения при прямоугольной форме напряжения на обмотках.

Рис. 21. Формы коллекторного тока и напряжения при трапецеидальной форме напряжения на обмотках.

увеличится. За время от нуля до t_2 напряжение на участке коллектор — эмиттер растет от $\Delta U_{к\text{-}э}$ почти до удвоенного напряжения питания $2U_с$ (рис. 21,*б*).

Как видно из графика рис. 21,*в*, ток коллектора прекращается уже при напряжении $U_с$, так как в этот момент (t_1) напряжение базовой обмотки меняет знак и транзистор запирается. Так как напряжение $\Delta U_{к\text{-}э} \ll U_с$, то закон изменения напряжения на кол-

лекторе за время переходного процесса от $t=0$ до $t=t_1$ можно записать в виде

$$U_{к\text{-}э}=U_с\frac{t}{t_1}.$$

Изменение тока коллектора происходит в соответствии с формулой

$$i_к=I_{кm}\left(1-\frac{t}{t_1}\right).$$

Средняя мощность за период, которая выделяется на одном транзисторе во время переходных процессов (от 0 до t_1 и от t_3 до t_4), равна:

$$P_{к2}=\frac{1}{3}U_сI_{кm}\frac{t_1}{T}. \qquad (18)$$

Из выражения (18) следует, что чем больше форма напряжения отличается от прямоугольной, т. е. чем больше время t_1 по сравнению с периодом T, тем больше мощность $P_{к2}$.

Желательно, чтобы отношение t_1/T не превышало 0,04—0,05. Нетрудно подсчитать, что при этом условии длительность фронта импульсов с частотой 1 000 *гц* ($T=1\,000$ *мксек*) составляет $t_1=$ $=40$—50 *мксек*.

Полная мощность, выделяющаяся на одном транзисторе, приблизительно равна:

$$P_к\approx P_{к1}+P_{к2}=\frac{1}{2}\Delta U_{к\text{-}э}I_{кm}+\frac{1}{3}U_сI_{кm}\frac{t_1}{T}. \qquad (19)$$

Исходя из мощности, вычисленной по формуле (19), следует выбрать такой теплоотвод (радиатор), при котором температура нагрева транзистора не будет превышать допустимую.

Выпрямитель и фильтр. При прямоугольной форме питающего напряжения расчет выпрямителя несложен.

Чаще всего для выпрямления выбирают мостовую схему и схему удвоения напряжения; применяют также двухфазную (двухполупериодную) схему со средней точкой, для которой при малых выпрямленных напряжениях требуется в 2 раза меньше диодов, чем для мостовой схемы.

Выходное напряжение преобразователя, необходимое для получения выпрямленного напряжения U_0, равно:

$$U_{вm}=U_в=U_0+\Delta U_{вент}+\Delta U_{др}, \qquad (20)$$

где $\Delta U_{вент}$ — падение напряжения на вентилях;
$\Delta U_{др}$ — падение напряжения на дросселе фильтра.

Для двухфазной схемы $U_в$ — напряжение половины выходной обмотки.

Для схемы удвоения в формулу (20) вместо U_0 следует подставить значение $U_0/2$.

Для получения выпрямленного тока I_0 выходную обмотку необходимо рассчитывать на эффективный ток:

$$\left.\begin{aligned} &I_в = I_{вm} = I_0 && \text{для мостовой схемы;}\\ &I_в = I_{вm} = 2I_0 && \text{для схемы удвоения;}\\ &I_в = \frac{I_{вm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} && \text{для двухфазной схемы.}\end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Обратное напряжение на вентиле в зависимости от схемы выпрямителя равно:

$$\left.\begin{aligned} &U_{обр} = U_{вm} \approx U_0^{*} && \text{для мостовой схемы;}\\ &U_{обр} = 2U_{вm} \approx U_0 && \text{для схемы удвоения;}\\ &U_{обр} = 2U_{вm} \approx 2U_0 && \text{для двухфазной схемы.}\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

Импульс тока через вентиль равен:

$$\left.\begin{aligned} &I_m = I_0 && \text{для мостовой и двухфазной схем;}\\ &I_m = 2I_0 && \text{для схемы удвоения.}\end{aligned}\right\} \quad (23)$$

Если переменное напряжение имеет строго прямоугольную форму, то форма выпрямленного напряжения (за один период) представляет собой два прямоугольника, расположенных вплотную друг к другу. В этом идеальном случае пульсация выпрямленного напряжения отсутствует.

Практически в месте «стыка» двух прямоугольников всегда имеются выбросы напряжения, вызываемые отклонением формы кривой напряжения от прямоугольной, а также нестационарными процессами в моменты переключения транзисторов. Возникновение этих нестационарных процессов связано с индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора. Уменьшение индуктивности рассеяния трансформатора, достигаемое специальной конструкцией обмоток, снижает амплитуду выбросов выпрямленного напряжения, но не исключает необходимости в сглаживающем фильтре.

Мостовые и двухполупериодные выпрямители могут работать на сглаживающий фильтр, начинающийся с емкости или индуктивности (рис. 6). Емкостный фильтр обычно применяют при сравнительно высоких выпрямленных напряжениях (выше 150 *в*) и малых токах (до 300 *ма*). Работа на индуктивность целесообразна при низких напряжениях и больших токах.

В некоторых случаях емкостный фильтр препятствует запуску преобразователя, так как в момент включения емкость представляет собой короткое замыкание для выпрямителя. В этих случаях следует перейти на фильтр, начинающийся с индуктивности. Для уменьшения выбросов выпрямленного напряжения, вызванных колебательными процессами в сглаживающих фильтрах типа *LC*, нужно шунтировать дроссель или вход фильтра, начинающегося с индуктивности, демпфирующим диодом. Этот диод должен выдерживать в обратном направлении полное выпрямленное напряжение.

Точный расчет входной емкости фильтра, необходимой для сглаживания выбросов напряжения, представляет собой довольно сложную задачу, решение которой зависит от формы выпрямленного на-

пряжения и индуктивности рассеяния трансформатора. Входную емкость можно выбрать, пользуясь приближенной формулой, полученной опытным путем для преобразователей с выпрямленным напряжением до 1 000 *в*:

$$C_0 \approx (2 \div 10) \cdot 10^6 \frac{I_0}{fU_0 p_0}, \qquad (24)$$

где C_0 — входная емкость фильтра, *мкф*;
f — частота, вырабатываемая преобразователем, *гц*;
p_0 — амплитуда пульсации в процентах к выпрямленному напряжению U_0.

С увеличением выпрямленного напряжения числовой коэффициент в формуле (24) возрастает.

Для схемы удвоения в формулу (24) следует подставлять значение $U_0/2$; при этом емкость C_0 соответствует емкости одного из двух конденсаторов схемы.

Если фильтр начинается с дросселя, то необходимо, чтобы его индуктивность удовлетворяла условию

$$L_{\text{др}} \geqslant 0,05 \frac{U_0}{fI_0}$$

При расчете фильтра, начинающегося с индуктивности, можно считать, что амплитуда пульсации p_0 на входе фильтра не превышает 20—25% от выпрямленного напряжения.

10. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Пример 1. Требуется рассчитать преобразователь, работающий от источника постоянного напряжения $U_c=20$ *в*, дающий на выходе выпрямленное напряжение $U_0=150$ *в* при токе $I_0=0,3$ *а*. Амплитуда пульсации на первом конденсаторе фильтра должна быть не более $p_0=2\%$ от выпрямленного напряжения.

1. Для получения заданного выпрямленного напряжения выбираем мостовую схему (рис. 22).

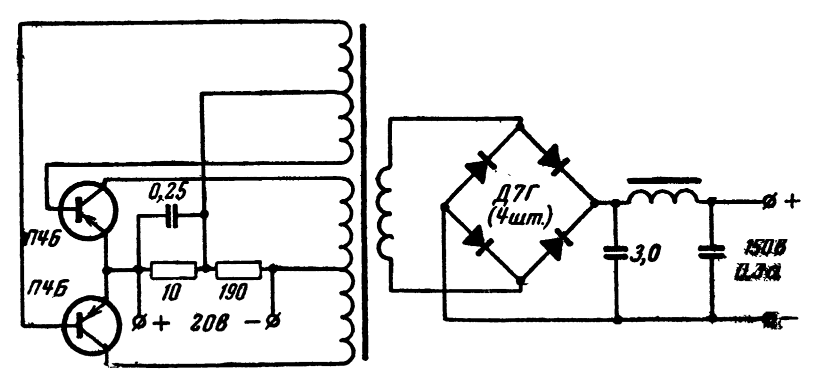


Рис. 22. Схема преобразователя к примеру 1.

2. В качестве вентилей применим германиевые диоды Д7Г, допускающие получение выпрямленного тока в мостовой схеме 300·2=600 *ма* (табл. 3). Для определения необходимого числа вентилей N в плече моста найдем обратное напряжение

$$U_{\text{обр}} \approx U_0 = 150 \text{ в}.$$

Тогда

$$N = \frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{обр.доп}}} = \frac{150}{200} \approx 1.$$

При этом диоды будут работать с запасом по току и по обратному напряжению.

3. Полагая, что падение напряжения на дросселе фильтра составляет 15% от выпрямленного, найдем необходимое выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{в}} = U_0 + 2\Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} = 150 + 2 \cdot 0{,}5 + 0{,}15 \cdot 150 \approx 174 \text{ в}.$$

4. Действующее значение тока выходной обмотки трансформатора

$$I_{\text{в}} = I_0 = 0{,}3 \text{ а}.$$

5. Задавшись частотой преобразователя $f = 1\,000$ *гц*, найдем ориентировочную величину входной емкости фильтра

$$C_0 \approx 3 \cdot 10^6 \frac{I_0}{fU_0 p_0} = \frac{3 \cdot 10^6 \cdot 0{,}3}{10^3 \cdot 150 \cdot 2} = 3 \text{ мкф}.$$

Рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее 200 *в*.

6. Мощность на выходе преобразователя

$$P_{\text{в}} = U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 174 \cdot 0{,}3 = 52 \text{ вт}.$$

7. Полагая к. п. д. преобразователя $\eta = 0{,}7$, найдем амплитудное значение тока коллектора

$$I_{\text{к}m} = \frac{P_{\text{в}}}{\eta U_{\text{с}}} = \frac{52}{0{,}7 \cdot 20} = 3{,}7 \text{ а}.$$

8. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером, развиваемое в преобразователе

$$U_{\text{к-э}m} \approx 1{,}2 \cdot 2U_{\text{с}} = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 20 = 48 \text{ в}.$$

Полученным значениям тока и напряжения удовлетворяет германиевый транзистор типа П4Б (табл. 2).

9. Габаритная мощность трансформатора преобразователя

$$P_{\text{габ}} \approx 1{,}3 U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 1{,}3 \cdot 174 \cdot 0{,}3 = 68 \text{ ва}.$$

10. Определим размеры трансформатора, выбрав витой тороидальный сердечник из материала 50НП с толщиной ленты 0,05 *мм*, для которого $B_m = 1{,}5$ *тл* (табл. 11).

Одновременно задаемся значениями величин, входящих в формулу (6):

$$\delta = 4 \text{ а/мм}^2; \; \eta_{\text{тр}} = 0{,}9; \; s = 1; \; k_{\text{с}} = 0{,}8; \; k_{\text{м}} = 0{,}25$$

(для проводов марок ПЭЛ или ПЭВ);

$$Q_{\text{ст}}Q_0 = \frac{P_{\text{габ}} \cdot 10^2}{2fB_m\delta\eta_{\text{тр}}sk_{\text{c}}k_{\text{м}}} = \frac{68 \cdot 10^2}{2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 4 \cdot 0{,}9 \cdot 1 \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}25} \approx 3{,}2\ \text{см}^4$$

Если принять, что толщина намотки ленты a в 2 раза меньше внутреннего диаметра d сердечника и в 1,5 раза меньше ширины ленты c (рис. 23), то величину a можно найти из выражения

$$a \approx 0{,}7\sqrt[4]{Q_{\text{ст}}Q_0} = 0{,}7\sqrt[4]{3{,}2} \approx 1\ \text{см}.$$

Тогда

$$d = 2\ a = 2\ \text{см};\ c = 1{,}5\ a = 1{,}5\ \text{см};\ Q_{\text{ст}} = ac = 1{,}5\ \text{см}^2.$$

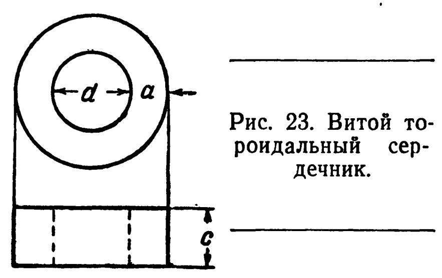


Рис. 23. Витой тороидальный сердечник.

11. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_{\text{к}} = \frac{(U_{\text{c}} - \Delta U_{\text{к-э}}) \cdot 10^4}{4fB_mQ_{\text{ст}}k_{\text{c}}} = \frac{(20 - 0{,}5) \cdot 10^4}{4 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot 0{,}8} = 27.$$

12. Число витков половины базовой обмотки

$$w_{\text{б}} = w_{\text{к}}\frac{3 \div 4}{U_{\text{к}}} = 27\frac{3{,}5}{19{,}5} \approx 5.$$

13. Число витков выходной обмотки

$$w_{\text{в}} = w_{\text{к}}\frac{U_{\text{в}}}{U_{\text{к}}} = 27\frac{174}{19{,}5} = 240.$$

14. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} = \frac{3{,}7}{\sqrt{2}} = 2{,}6\ a.$$

15. Действующее значение тока базовой обмотки, полагая $\beta = 10$:

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\beta\sqrt{2}} = \frac{3{,}7}{10 \cdot \sqrt{2}} = 0{,}26\ a.$$

16. Диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции):

$$d_{в} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{в}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,3}{4}} = 0,31 \ мм;$$

$$d_{к} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{к}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{2,6}{4}} = 0,93 \ мм;$$

$$d_{б} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{б}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,26}{4}} = 0,29 \ мм.$$

17. Найдем приближенное значение мощности, выделяющейся на одном транзисторе, полагая, что $\Delta U_{к\text{-}э} = 0,5$ *в* и что форма напряжения несколько отличается от прямоугольной и характеризуется отношением $t_1/T = 0,05$ (рис. 21):

$$P_{к} \approx \frac{1}{2} \Delta U_{к\text{-}э} I_{кm} + \frac{1}{3} U_{c} I_{кm} \frac{t_1}{T} =$$

$$= \frac{1}{2} 0,5 \cdot 3,7 + \frac{1}{3} \cdot 20 \cdot 3,7 \cdot 0,05 = 0,93 + 1,24 \approx 2,2 \ вт.$$

18. Ориентировочная величина сопротивления R_1:

$$R_1 \approx \frac{3 \div 4}{I_{бm}} = \frac{3,5}{I_{б} \sqrt{2}} = \frac{3,5}{0,26 \cdot \sqrt{2}} \approx 10 \ ом.$$

19. Полагая, что для запуска преобразователя достаточно иметь на сопротивлении R_1 падение напряжения $U_{R1} = 0,5 \div 1$ *в*, найдем величину сопротивления R_2:

$$R_2 = R_1 \frac{U_{c} - U_{R1}}{U_{R1}} = 10 \frac{20 - 1}{1} = 190 \ ом.$$

Дополнительный расход тока от источника питания

$$I_{доп} = \frac{U_{c}}{R_1 + R_2} = \frac{20}{10 + 190} = 0,1 \ а.$$

20. Полный ток, потребляемый от источника питания

$$I_{c} = I_{кm} + I_{доп} = 3,7 + 0,1 = 3,8 \ а.$$

21. Уточняем к. п. д. преобразователя:

$$\eta = \frac{U_{в} I_{в}}{U_{c} I_{c}} = \frac{174 \cdot 0,3}{20 \cdot 3,8} \approx 0,69.$$

Пример 2. Рассчитать преобразователь для питания анода электронно-лучевой трубки. Питают преобразователь от источника

постоянного напряжения $U_c=22$ *в*. Требуемое выпрямленное напряжение $U_0=7$ *кв* при токе $I_0=0{,}3$ *ма*. Амплитуда пульсации p_0 на выходе выпрямителя должна быть не более 0,5% от выпрямленного напряжения.

1. Для получения заданного высокого напряжения выбираем схему удвоения напряжения. Полная схема преобразователя с вы-

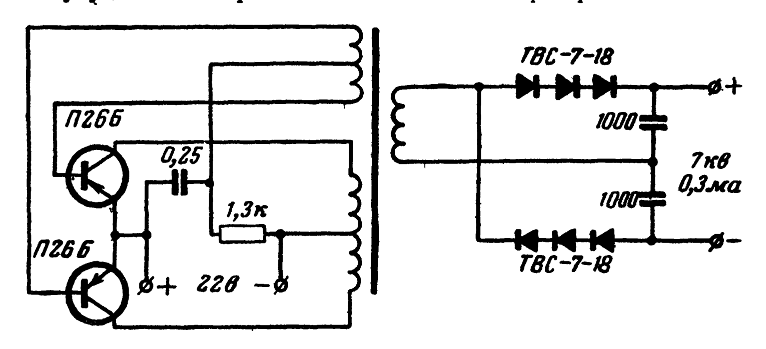


Рис. 24. Схема преобразователя к примеру 2.

прямителем показана на рис. 24. В качестве вентилей используем селеновые столбики ТВС-7-18 (табл. 7), предназначенные для получения выпрямленного тока до 7,5 *ма*.

2. Обратное напряжение

$$U_{обр} \approx U_0 = 7 \text{ кв}.$$

Необходимое число вентилей в плече схемы

$$N = \frac{U_{обр}}{U_{обр.доп}} = \frac{7\,000}{2\,800} \approx 3.$$

3. Выходное напряжение преобразователя

$$U_в = 1{,}05\frac{U_0}{2} = 1{,}05\frac{7\,000}{2} = 3\,700 \text{ в},$$

где коэффициент 1,05 учитывает потери в вентилях и обмотках.

4. Эффективный ток выходной обмотки

$$I_в = 2I_0 = 2\cdot 0{,}3 = 0{,}6 \text{ ма}.$$

5. Задавшись частотой преобразователя $f=2\,000$ *гц*, найдем ориентировочную величину входной емкости фильтра

$$C_{01} = C_{02} \approx 10\cdot 10^6 \frac{I_0}{f\cdot 0{,}5U_0p_0} = \frac{10\cdot 10^6\cdot 0{,}3\cdot 10^{-3}}{2\cdot 10^3\cdot 0{,}5\cdot 7\,000\cdot 0{,}5} \approx 1\,000 \text{ пф}.$$

Рабочее напряжение конденсаторов C_{01} и C_{02} должно быть не менее 4 *кв*.

6. Выходная мощность преобразователя

$$P_в = U_в I_в = 3\,700 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-3} = 2{,}2 \text{ вт}.$$

7. Амплитудное значение тока коллектора

$$I_{кm} = \frac{P_в}{\eta U_c} = \frac{2{,}2}{0{,}6 \cdot 22} = 0{,}17 \text{ а}.$$

8. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{к\text{-}эm} \approx 1{,}2 \cdot 2U_c = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53 \text{ в}.$$

Условиям пунктов 7 и 8 удовлетворяет германиевый транзистор П26Б (табл. 2).

9. Так как габаритная мощность трансформатора очень мала (около 2,9 *ва*), а напряжение выходной обмотки велико (3 700 *в*),

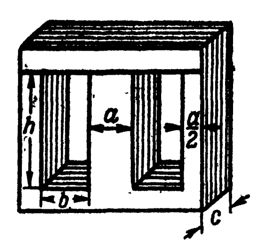


Рис. 25. Ш-образный сердечник из штампованных пластин.

то пользоваться формулой (6) неудобно и размеры сердечника могут быть определены после одного-двух пробных расчетов.

Выбираем сердечник из сплава марки 50Н размером Ш-12 с окном $b \cdot h = 12 \cdot 26$ *мм* и пакетом $c = 12$ *мм* из штампованных пластин толщиной 0,15 *мм* (рис. 25). Для такого материала $B_m = 0{,}77$ *тл*.

10. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_к = \frac{(U_c - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^4}{4 f B_m Q_{ст} k_c} = \frac{(22 - 0{,}5) \cdot 10^4}{4 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}77 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}85} = 29.$$

11. Число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к \frac{3 \div 4}{U_к} = 29 \frac{3{,}5}{21{,}5} = 5.$$

12. Число витков выходной обмотки

$$w_в = w_к \frac{U_в}{U_к} = 29 \frac{3\,700}{21{,}5} = 5\,000.$$

13. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_к = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}} = \frac{0{,}17}{\sqrt{2}} = 0{,}12 \text{ а}.$$

14. Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_б = \frac{I_{кm}}{\beta \sqrt{2}} = \frac{0{,}17}{10 \cdot \sqrt{2}} = 0{,}012 \text{ а}.$$

15. Диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции):

$$d_к = 1,13\sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{0,12}{3}} = 0,23 \text{ мм};$$

$$d_б = 1,13\sqrt{\frac{I_б}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{0,012}{3}} = 0,08 \text{ мм}.$$

Диаметр провода выходной обмотки принимаем равным $d_в = 0,08$ *мм.*

Так как базовая обмотка имеет очень мало витков, то ее можно намотать из того же провода, что и коллекторную обмотку (0,23 *мм*).

16. Найдем коэффициент заполнения окна сердечника

$$k_м = \frac{Q_м}{Q_о} = \frac{\frac{\pi}{4}(d_в^2 w_в + d_к^2 2w_к + d_б^2 2w_б)}{Q_о} =$$

$$= \frac{\frac{\pi}{4}(0,08^2 \cdot 5\,000 + 0,23^2 \cdot 2 \cdot 29 + 0,23^2 \cdot 2 \cdot 5)}{12 \cdot 26} \approx 0,1.$$

Такой малый коэффициент заполнения позволит свободно разместить в окне все обмотки трансформатора, в том числе хорошо изолированную выходную обмотку.

17. Для выбранной схемы включения транзисторов (см. рис. 13,*а*) величину сопротивления R_2 в цепи базы следует определять по формуле

$$R_2 \leqslant \frac{U_с}{I_{кm}} \beta.$$

В рассчитываемой схеме

$$R_2 = \frac{22}{0,17} 10 = 1\,300 \text{ ом}.$$

18. Емкость конденсатора C выбираем равной 0,25 *мкф.*

19. Полный ток, потребляемый от источника питания,

$$I_с = I_{кm} + \frac{U_с}{R_2} = 0,17 + \frac{22}{1\,300} \approx 0,19 а.$$

Глава третья

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

11. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Как уже было указано выше, в ряде случаев целесообразно применять преобразователь с усилением мощности. Такой преобразователь обычно применяют, когда требуемая мощность превышает 100 *вт* и когда необходимо получить постоянство частоты и

неизменность формы кривой переменного напряжения при колебаниях сопротивления нагрузки преобразователя. Кроме того, усилитель мощности, обладающий малым выходным сопротивлением, позволяет повысить к. п. д. устройства и улучшить нагрузочную характеристику преобразователя, т. е. уменьшить зависимость выходного напряжения от тока нагрузки.

Источником переменного напряжения, подаваемого на вход усилителя мощности, служит обычный преобразователь с самовозбуждением, рассмотренный в предыдущей главе. В дальнейшем этот преобразователь будем называть задающим генератором.

Мощный усилитель на транзисторах усиливает напряжение прямоугольной формы. Транзисторы усилителя работают по двухтактной схеме в режиме переключения. В то время как один транзистор открыт и работает в режиме насыщения, другой заперт, и наоборот.

Транзисторы мощного усилителя можно включить по схеме с общей базой (рис. 26,*а*), с общим эмиттером (рис. 26,*б*, *г*) или с общим коллектором (рис. 26,*в*). Для схемы включения с общей базой требуется задающий генератор большей мощности, чем для схемы с общим эмиттером, так как по вторичной обмотке входного трансформатора проходит весь ток эмиттера. Зато схема с общей базой имеет меньшие изменения усиления при колебаниях окружающей температуры, а также позволяет работать при несколько более высоких напряжениях питания. Последняя особенность схемы связана с тем, что максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером зависит от схемы включения транзистора.

Рис. 26. Усилитель по схеме с общей базой (*а*), с общим эмиттером (*б*), с общим коллектором (*в*), с общим эмиттером и разделенными базовыми обмотками (*г*).

Как известно, коэффициент усиления транзистора по току падает в области больших токов коллектора. В схеме с общим эмиттером усиление по току падает значительно сильнее, чем в схеме с общей базой. Однако схема с общим эмиттером требует меньшей мощности возбуждения, т. е. обладает более высоким коэффициентом усиления по мощности по сравнению со схемой с общей базой (в 10—20 раз). В тех случаях, когда напряжение источника питания мало, применение схемы с общим эмиттером особенно выгодно, так как позволяет значительно уменьшить мощность задающего генератора. В настоящее время схема усилителя мощности с общим эмиттером имеет наибольшее распространение.

Схема усилителя с общим коллектором требует некоторого снижения напряжения между коллектором и эмиттером. В схеме на рис. 26,*в* напряжение половины базовой обмотки входного трансформатора должно быть равно сумме напряжений на половине первичной обмотки выходного трансформатора и на участке эмиттер — база транзистора. Очевидно, что при таком включении схема на рис. 26,*в* имеет малое усиление по мощности.

Схему усилителя с общим коллектором и схему с общим эмиттером и разделенными базовыми обмотками (рис. 26,*г*) целесообразно применять в тех случаях, когда отрицательный полюс источника питания соединен с корпусом преобразователя (заземлен), так как при этом транзисторы можно не изолировать от корпуса блока.

12. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Рассмотрим работу транзисторов в двухтактном усилителе с общей базой в режиме переключения.

Статические характеристики транзисторов в схеме с общей базой показаны на рис. 27. В этой схеме ток коллектора (при $i_э = \mathrm{const}$) остается практически неизменным при изменении отрицательного коллекторного напряжения $u_{к\text{-}б}$. При очень небольших положительных напряжениях на коллекторе его ток резко падает до нуля. Для упрощения графика на рис. 27 считаем, что зависимость $I_к = f(u_{к\text{-}б})$ при $i_э = 0$ (т. е. график обратного тока коллекторного перехода) совпадает с осью напряжения $u_{к\text{-}б}$.

Динамические характеристики выходной цепи усилителя на транзисторах, включенных по схеме с общей базой, представляют собой прямые линии *АБ*, наклон которых определяется сопротивлением нагрузки выходного трансформатора. Чем меньше сопротивление нагрузки, тем больше угол α, образованный динамической характеристикой с осью абсцисс.

При прямоугольной форме входного напряжения переход из точки *А* динамической характеристики в точку *Б* совершается почти мгновенно; в точке *А* рабочая точка находится в течение одной половины периода, а в точке *Б* — в течение второй половины.

При изменении сопротивления нагрузки от бесконечно большого до критического, соответствующего динамической характеристике $АБ_2$, верхняя точка характеристики *Б* движется вверх по крутой части статической характеристики, соответствующей заданному

входному току эмиттера $i_э$. Выходное сопротивление усилителя при этом остается очень малым, так как выходное сопротивление транзистора для крутого участка статической характеристики очень мало.

При дальнейшем уменьшении сопротивления нагрузки усилителя верхняя точка динамической характеристики движется по почти горизонтальному участку $Б_2—Б_3$ статической характеристики. При этом выходное сопротивление усилителя становится очень большим, так

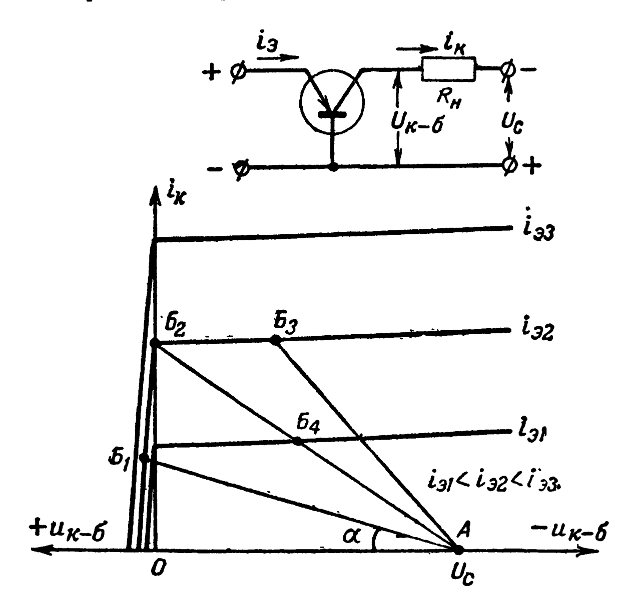


Рис. 27. Статические характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой.

как транзисторы уже не работают в режиме насыщения и их выходное сопротивление на этом участке характеристики велико.

Приведенные рассуждения позволяют построить нагрузочную характеристику усилителя, т. е. зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. При изменении тока нагрузки от нуля до значения $I_{2m\,кр}$, соответствующего критическому сопротивлению нагрузки (т. е. динамической характеристике $АБ_2$), нагрузочная характеристика усилителя почти горизонтальна. При попытке дальнейшего увеличения тока нагрузки, что соответствует динамической характеристике типа $АБ_3$, транзисторы выходят из режима насыщения, выходное напряжение усилителя резко падает и нагрузочная характеристика идет почти вертикально вниз (рис. 28). При этом значительно возрастают падение напряжения на открытом транзисторе и мощность, выделяющаяся на транзисторах (что может привести к выходу их из строя из-за перегрева), и соответственно падают к. п. д. усилителя и отдаваемая им мощность.

Максимально допустимый ток нагрузки в схеме усилителя с общей базой можно подсчитать по формуле

$$I_{2m\,кр} = I_{эm} \alpha \frac{1}{n},$$

где $n = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора (w_1 — число витков половины первичной обмотки).

Если в выпрямителе, питаемом от такого усилителя, используются вентили с малым внутренним сопротивлением (например, германиевые или кремниевые), то нагрузочная характеристика выпрямителя имеет почти такой же характер, как нагрузочная характеристика усилителя на рис. 28.

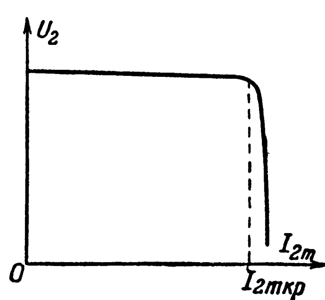


Рис. 28. Нагрузочная характеристика усилителя на транзисторах, работающих в ключевом режиме.

Рассматривая работу транзисторов в усилителе мощности с общим эмиттером, можно пользоваться статическими характеристиками транзисторов, показанными на рис. 10. Нетрудно видеть, что при уменьшении сопротивления нагрузки усилителя (от бесконечно большой величины) верхняя точка *Б* динамической характеристики перемещается сначала вверх по крутой части статической характеристики, а затем, когда заданный базовый ток уже не может обеспечить нужного тока коллектора, движение точки *Б* продолжается по горизонтальному участку характеристики $Б_1$—$Б_2$, который соответствует заданному базовому току. Отсюда следует, что нагрузочная характеристика двухтактного усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером, будет аналогична характеристике усилителя, выполненного по схеме с общей базой.

Максимально допустимый ток нагрузки для усилителя по схеме с общим эмиттером может быть подсчитан по формуле

$$I_{2m\,кр} = I_{бm} \beta \frac{1}{n}.$$

Таким образом, схема преобразователя с усилением мощности имеет существенный недостаток: уменьшение сопротивления нагрузки может вызвать перегрев транзисторов и выход их из строя. Трудность защиты транзисторов от перегрузок заключается в том, что обычные плавкие предохранители имеют тепловую инерцию, которая превышает тепловую инерцию транзисторов. В результате транзистор выходит из строя быстрее, чем сгорает предохранитель.

Л. Н. Киселевым предложена схема (рис. 29), позволяющая защитить транзисторы усилителя мощности от перегрузок при недопустимом уменьшении сопротивления и коротких замыканиях нагрузки.

Выходной трансформатор усилителя имеет дополнительную обмотку, питающую вспомогательный выпрямитель *В*. Этот выпрями-

тель нагружен на сопротивление R и диод $Д$. Из схемы видно, что ток $I_д$ через диод $Д$ равен разности между током вспомогательного выпрямителя $I_{выпр}$ и базовым током транзисторов $I_б$:

$$I_д = I_{выпр} - I_б.$$

Отсюда следует, что базовый ток никогда не может быть больше тока вспомогательного выпрямителя, так как в противном случае ток диода $Д$ имел бы отрицательное значение, что невозможно.

В этой схеме ток вспомогательного выпрямителя устанавливается равным наибольшему необходимому току базы. При увеличении тока нагрузки выше $I_{2mкр}$ транзисторы выйдут из режима насыще-

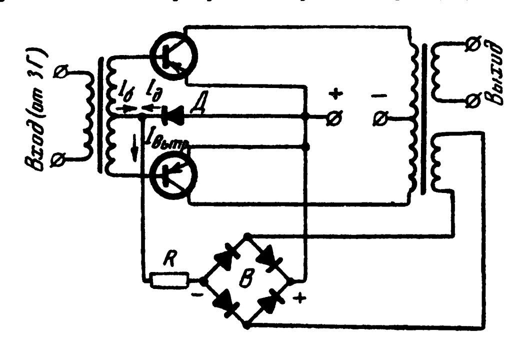


Рис. 29. Схема защиты транзисторов от перегрузок в усилителях мощности.

ния и нагрузочная характеристика усилителя (рис. 28) резко пойдет вниз. Напряжение обмотки, питающей вспомогательный выпрямитель $В$, значительно уменьшится (при коротком замыкании нагрузки оно будет равно нулю), и ток вспомогательного выпрямителя $I_{выпр}$, а следовательно, и базовый ток $I_б$ резко упадут. Соответственно уменьшится коллекторный ток, и на транзисторах будет выделяться весьма незначительная мощность.

Опасность перегрева транзисторов возникает также при уменьшении амплитуды тока эмиттера в схеме с общей базой или при уменьшении амплитуды тока базы в схемах с общим эмиттером и коллектором из-за понижения входного напряжения усилителя. Так как при этом динамическая характеристика будет представлять собой линию $АБ_4$ (рис. 27) или $АБ_3$ (рис. 10), то нахождение рабочей точки в течение половины периода соответственно в точках $Б_4$ или $Б_3$ вызовет перегрев транзисторов.

Необходимая мощность задающего генератора, работающего на усилитель мощности, зависит от схемы усилителя. Мощность задающего генератора расходуется во входной цепи усилителя и определяется величиной тока и напряжения на зажимах вторичной обмотки входного трансформатора усилителя. Очевидно, что вторичная обмотка входного трансформатора служит одновременно выходной обмоткой трансформатора задающего генератора.

В усилителе, выполненном по схеме с общей базой, по вторичной обмотке входного трансформатора протекает ток эмиттера, а в схе-

ме усилителя с общим эмиттером или коллектором — только ток базы транзистора. Если считать, что напряжение на зажимах вторичной обмотки входного трансформатора в первых двух случаях одинаково, а ток эмиттера примерно в 10 раз больше тока базы, то легко найти, что в схеме усилителя с общей базой мощность, расходуемая во входной цепи будет примерно в 10 раз больше, чем в схеме с общим эмиттером.

13. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Выпрямитель и фильтр. В случае работы усилителя мощности на выпрямитель остаются в силе все соотношения для расчета выпрямителя и фильтра, приведенные в гл. 2. В результате этого расчета можно определить необходимое напряжение вторичной обмотки выходного трансформатора U_2, действующее (эффективное) значение тока вторичной обмотки I_2, обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$ и импульс тока через вентиль I_m соответственно по формулам (20), (21), (22) и (23). При этом в формулах (20) и (21) индекс «в» меняется на индекс «2».

Таблица 12

Группы	Падение напряжения $\Delta U_{к\text{-}э}$, *в*	Количество, штук
I	0,26—0,3	2
II	0,31—0,35	36
III	0,36—0,4	33
IV	0,41—0,46	27
V	0,47—0,52	10
VI	0,53—0,6	9

Усилитель. Подходящий тип транзисторов выбирают по амплитудному значению тока коллектора с учетом заданной величины напряжения питания U_c. Этот ток определяют с помощью формул (4) и (5), в которых индекс «в» заменяют индексом «2»; к. п. д. схемы мощного усилителя при напряжении питания выше 10 *в* можно принять равным $\eta_у=0,9\div0,95$. Если вычисленное амплитудное значение тока коллектора $I_{км}$ превышает соответствующее допустимое значение для имеющегося транзистора, то в каждое плечо усилителя можно включить несколько транзисторов параллельно, чтобы получить требуемое значение тока $I_{км}$. При этом можно включать параллельно только такие транзисторы, у которых падение напряжения между выводами эмиттера и коллектора в режиме насыщения приблизительно одинаково. Измерение этого напряжения производится в режиме насыщения транзистора при значениях токов коллектора и базы, указанных в справочных материалах или паспорте данного транзистора. Так, для транзисторов П201, П201А, П202, П203 измерение производится при $I_к=1$ *а* и $I_б=0,3$ *а*; для транзисторов П209, П209А, П210, П210А — при $I_к=5$ *а* и $I_б=0,5$ *а*.

В табл. 12 приведены результаты измерений 117 штук транзисторов П210А в режиме насыщения. Транзисторы разбиты на 6 групп, в каждую из которых входят транзисторы, имеющие близкие значения напряжения между выводами эмиттера и коллектора. Транзисторы, входящие в какую-либо одну группу, могут быть включены параллельно в одно плечо преобразователя с самовозбуждением или усилителя мощности.

Очевидно, чем меньше напряжение $U_{к-э}$, тем выше будет к. п. д. преобразователя или усилителя мощности.

Как и в задающем генераторе, транзисторы усилителя должны выдерживать между коллектором и эмиттером напряжение не менее 2,4 $U_с$.

Входная цепь усилителя. Зная коэффициент усиления транзисторов по току (α или β), определяют ток входной цепи усилителя. В схеме с общей базой ток входной цепи равен току эмиттера

$$I_{вх m} = I_{э m} = \frac{I_{к m}}{\alpha}. \qquad (25)$$

В схеме с общим эмиттером или коллектором ток входной цепи усилителя равен базовому току и определяется по формуле

$$I_{вх m} = I_{б m} = \frac{I_{к m}}{\beta}. \qquad (26)$$

Зная напряжение половины вторичной обмотки входного трансформатора $U_{вх m}$, легко найти мощность, потребляемую во входной цепи двухтактного усилителя при прямоугольной форме кривой входного напряжения

$$P_{вх} = 2\frac{U_{вх m} I_{вх m}}{2} = U_{вх m} I_{вх m}. \qquad (27)$$

Напряжение половины вторичной обмотки распределяется между сопротивлением перехода эмиттер—база ($U_{э\text{-}б}$) и остальными сопротивлениями в цепи базы.

Величина напряжения $U_{э\text{-}б}$ для германиевых транзисторов колеблется в пределах 0,3 — 0,8 *в*, а для кремниевых — достигает 1 — 3 *в*. Более точно эту величину можно найти из входных вольтамперных характеристик транзисторов. Так как значение $U_{э\text{-}б}$ для транзисторов одного и того же типа может изменяться в очень широких пределах, то при малом сопротивлении цепи базы и достаточно мощном задающем генераторе существует опасность возрастания базового тока до недопустимой величины. Во избежание этого в цепь базы транзисторов усилителя обычно включают небольшие ограничивающие сопротивления $R_{огр}$.

Если базовый ток транзистора не ограничен по паспорту какой-либо определенной величиной, то желательно, чтобы он не превышал 20% от максимально допустимого тока коллектора:

$$I_{б.доп} < 0{,}2 I_{к.доп}.$$

Сопротивление $R_{огр}$ следует выбирать таким, чтобы при минимально возможном значении $U_{э\text{-}б}$ величина базового тока не превышала указанного выше значения. Падение напряжения на ограничивающем сопротивлении $R_{огр}$ при нормальном токе базы обычно лежит в пределах 0,5 — 1 *в*.

Учитывая изложенное, находим:

$$U_{вх m} = U_{вх} = 1{,}2\,(U_{э\text{-}б} + I_{б m} R_{огр}), \qquad (28)$$

где коэффициент 1,2 учитывает падение напряжения на сопротивлении обмоток входного трансформатора усилителя и на соединительных проводах.

Выходная мощность задающего генератора ($P_в$), работающего на усилитель, должна быть не менее входной мощности усилителя:

$$P_в \geqslant P_{вх}.$$

Задающий генератор (преобразователь с самовозбуждением) рассчитывают способом, рассмотренным в гл. 2.

При расчете трансформатора задающего генератора, который одновременно служит входным трансформатором усилителя мощности, следует иметь в виду, что входная цепь двухтактного усилителя, работающего в режиме переключения, аналогична (по характеру нагрузки на генератор) обычному двухфазному (двухполупериодному) выпрямителю. Поэтому для определения габаритной мощности трансформатора задающего генератора нужно воспользоваться формулой (9):

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_в I_в.$$

Учитывая, что в данном случае $U_в$ — входное эффективное напряжение одного плеча усилителя, а $I_в$ — эффективный ток входной цепи, формулу (9) можно переписать в виде

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_{вх} I_{вх} = 2{,}1 U_{вх\,m} \frac{I_{вх\,m}}{\sqrt{2}} \approx 1{,}5 U_{вх\,m} I_{вх\,m}. \qquad (29)$$

В зависимости от схемы усилителя амплитудное значение тока входной цепи $I_{вхm}$ определяют по формуле (25) или (26).

Входное напряжение одного плеча усилителя определяют по формуле (28).

Выходная обмотка трансформатора задающего генератора, работающего на усилитель, должна состоять из двух половин с общим напряжением 2 $U_{вх}$. Действующее (эффективное) значение тока, на которое должна быть рассчитана выходная обмотка, определяется как

$$I_{вх\,m}/\sqrt{2}.$$

Потери в транзисторах. В схемах усилителей при прямоугольной и трапецеидальной форме кривой питающего напряжения потери в транзисторах подсчитывают по формулам, приведенным в гл. 2. Эти формулы действительны только при правильно выбранном режиме работы усилителя, т. е. при сопротивлении нагрузки, большем или равном критическому, что соответствует току нагрузки

$$I_{2m} \leqslant \frac{I_{кm}}{n}.$$

Напомним, что при нагрузке усилителя на активное сопротивление, а также на выпрямители, выполненные по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения,

$$I_{2m} = I_2,$$

а при нагрузке на двухфазную (двухполупериодную) схему выпрямителя

$$I_{2m} = I_2\sqrt{2}.$$

Выходной трансформатор усилителя. Конструктивный расчет трансформатора включает в себя определение размеров сердечника, числа витков и диаметра проводов обмоток.

Для определения размеров сердечника выходного трансформатора следует пользоваться формулой (6). Габаритную мощность выходного трансформатора можно определить из выражений: ,

$$P_{\text{габ}} \approx 1{,}2U_2I_2 \tag{30}$$

при нагрузке трансформатора на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или схеме удвоения, и

$$P_{\text{габ}} \approx 2U_2I_2 \tag{31}$$

при нагрузке трансформатора на выпрямитель, собранный по двухфазной схеме.

Если выходной трансформатор имеет несколько вторичных обмоток, то общая габаритная мощность такого трансформатора будет равна сумме габаритных мощностей, подсчитанных по формулам (30) и (31) отдельно для каждой нагрузки трансформатора

$$P_{\text{габ}} = P_{\text{габ}1} + P_{\text{габ}2} + P_{\text{габ}3} + \ldots \tag{32}$$

В отличие от трансформатора задающего генератора индукция B_m в выходном трансформаторе может быть выбрана произвольно. При этом необходимо иметь в виду, что потери в сердечнике трансформатора резко возрастают с повышением частоты и с увеличением индукции. Значения удельных потерь в сердечнике (т. е. потерь, приходящихся на 1 *кг* веса сердечника) для некоторых магнитных материалов в зависимости от индукции B_m и частоты f показаны на рис. 30 и 31. Очевидно, что с повышением частоты следует снижать величину индукции.

С увеличением мощности трансформатора его охлаждающая поверхность растет медленнее, чем мощность потерь (при неизменном к. п. д.). Поэтому перегрев обмоток и сердечника у мощного трансформатора будет больше, чем у маломощного. Для того чтобы сохранить одинаковую величину перегрева у трансформаторов различной мощности, нужно с повышением мощности снижать индукцию B_m и плотность тока δ. В результате с повышением мощности будет снижаться относительная величина потерь в стали и меди трансформатора, а следовательно, будет повышаться его к. п. д.

Учитывая вышесказанное, а также имея в виду реальные значения удельных потерь в зависимости от частоты и индукции для существующих магнитных материалов (рис. 30 и 31), можно при выборе индукции B_m руководствоваться следующими соображениями.

Для предварительного (ориентировочного) расчета выходного трансформатора при частоте преобразователя от 1 до 4 *кгц* можно рекомендовать выбрать индукцию в пределах от 0,4 до

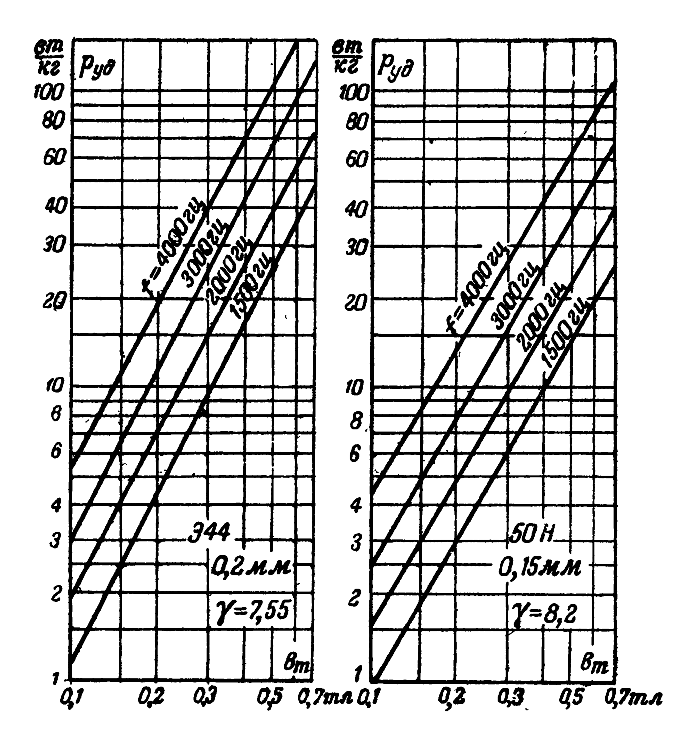


Рис. 30. Зависимость удельных потерь в материалах Э44 и 50Н от индукции и частоты.

0,1 *тл* соответственно. После конструктивного расчета трансформатора определяют величину потерь в стали и меди по формулам:

$$P_{ст} = p_{уд} G_{ст} \quad (33)$$

и

$$P_{м} = 2I_{к}^{2} r_{к} + I_{2}^{2} r_{2}, \quad (34)$$

где $p_{уд}$ — удельные потери в стали, *вт/кг*;

$G_{ст}$ — вес стали, *кг*;

$r_{к}$ — сопротивление половины первичной (коллекторной) обмотки, *ом*;

r_{2} — сопротивление выходной обмотки, *ом*.

Далее необходимо подсчитать наружную (охлаждающую) поверхность сердечника трансформатора $S_{ст}$ и наружную (охлаждающую) поверхность обмотки $S_{м}$ и вычислить удельную поверхность, приходящуюся на 1 *вт* потерь:

в стали

$$s_{ст} = \frac{S_{ст}}{P_{ст}}, \quad (35)$$

в меди

$$s_{м} = \frac{S_{м}}{P_{м}}^{*} . \qquad (36)$$

Перегрев трансформатора будет нормальным (40—50° С), если величина каждой удельной поверхности $s_{ст}$ и $s_{м}$ будет не менее 18—20 *см²/вт*.

Если удельные поверхности будут меньше указанной величины, то перегрев трансформатора увеличится. Чтобы сохранить допусти-

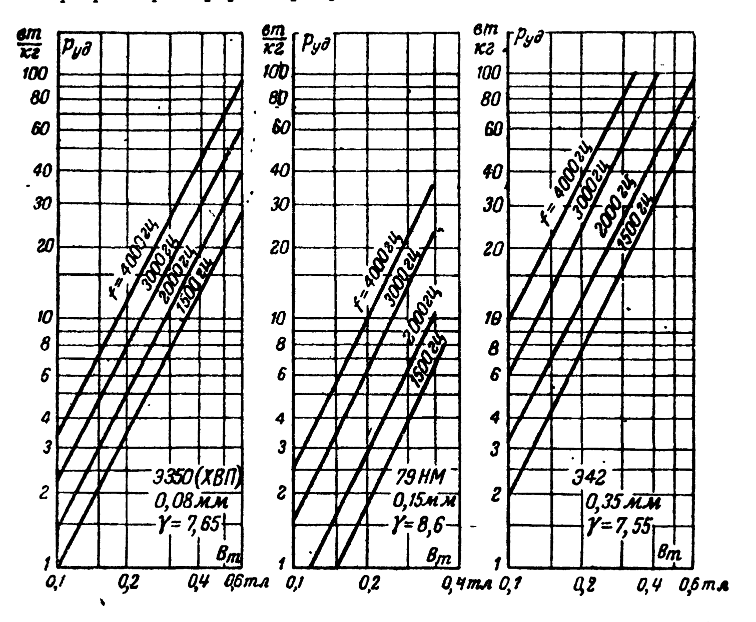


Рис. 31. Зависимость удельных потерь в материалах Э350 (ХВП), 79НМ и Э42 от индукции и частоты.

мый перегрев, необходимо снизить выбранные значения индукции B_m (если $s_{ст} < 18$—20 *см²/вт*) и плотность тока δ (если $s_{м} < 18$—20 *см²/вт*) и снова рассчитать трансформатор.

При определении размеров сердечника ($Q_{ст}$ и $Q_о$) по формуле (6) надо стремиться к тому, чтобы отношение толщины пакета (для сердечника из пластин) или ширины ленты (для витого сердечника) к ширине стержня лежало в пределах от единицы до двух.

Число витков половины коллекторной (первичной) обмотки определяется из выражения (2), которое можно представить в виде

$$w_{к} = \frac{(U_{с} - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^4}{4 f B_m Q_{ст} k_{с}} . \qquad (37)$$

---

* Формулы для вычисления $S_{ст}$ и $S_{м}$ даны в примере расчета.

Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_к \frac{U_2}{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}} = w_к n. \qquad (38)$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки $I_к$ определяется по формуле (14).

Зная I_2 и $I_к$, можно определить диаметры проводов обмоток по формуле (16).

Искажения прямоугольной формы напряжения, вносимые выходным трансформатором, зависят от индуктивности половины первичной (коллекторной) обмотки $L_к$ и индуктивности рассеяния трансформатора.

Если индуктивное сопротивление первичной обмотки $\omega L_к$ мало по сравнению с приведенным сопротивлением нагрузки $R'_н$, то вследствие того, что нагрузка окажется зашунтированной этим индуктивным сопротивлением, форма кривой выходного напряжения исказится. Поэтому необходимо, чтобы выполнялось условие

$$2\pi f L_к \geqslant 5R'_н = \frac{5U_2}{I_2 n^2}. \qquad (39)$$

Индуктивность рассеяния между половинами первичной (коллекторной) обмотки вызывает искажение прямоугольной формы кривой напряжения, а также приводит к появлению перенапряжений на выходе усилителя. Значительного уменьшения индуктивности рассеяния можно достигнуть, наматывая обе половины первичной обмотки одновременно (в два провода) и соединяя затем конец одной и начало другой половины. Кроме того, для улучшения связи между обмотками желательно разделить вторичную обмотку на две половины и между ними расположить первичную. При этом намотку ведут в следующем порядке: сначала наматывают первую половину вторичной обмотки, затем — первичную обмотку (в два провода) и сверху — вторую половину вторичной обмотки, начало которой соединяется с концом ее первой половины.

Когда мощность усилителя превышает 500—1 000 *вт*, то выходной трансформатор часто выполняют на сердечнике стержневого (П-образного) типа с двумя одинаковыми катушками. При этом, чтобы уменьшить индуктивность рассеяния, необходимо при намотке трансформатора соблюдать следующие условия.

а) Если трансформатор работает от двухтактного усилителя, то на каждую катушку наматывают обе половины первичной обмотки (в два провода) и выводят среднюю точку, после чего обе первичные обмотки, расположенные на каждом стержне, соединяют параллельно (начало одной катушки с концом другой при одинаковом направлении намотки).

б) Если трансформатор работает от мостового усилителя (см. гл. 4), то при симметричной нагрузке вторичной обмотки (выпрямитель по мостовой схеме или по схеме удвоения) на каждом стержне располагают половину витков первичной обмотки; затем обе половины первичной обмотки соединяют последовательно (начало одной катушки с началом другой). При несимметричной нагрузке (двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой) на каж-

дом стержне наматывают полное число витков первичной обмотки и соединяют обе первичные обмотки параллельно.

Если трансформатор выполняют на сердечнике стержневого типа и одну или обе его обмотки делят на две части, соединенные последовательно и расположенные на разных стержнях, то индуктивность рассеяния у такого трансформатора уменьшается почти в 2 раза по сравнению с индуктивностью рассеяния трансформатора, выполненного на Ш-образном сердечнике того же сечения и с тем же числом витков обмоток. Поэтому применение трансформаторов с сердечниками стержневого типа в некоторых случаях может быть оправдано и при небольших мощностях.

Перенапряжения на выходе усилителя («выбросы») иногда сглаживают при помощи кремниевых стабилитронов, включенных параллельно половинам первичной обмотки выходного трансформатора. Стабилитроны нужно включать так, чтобы постоянная составляющая тока не замыкалась через стабилитрон. Для этого в схемах с общей базой и с общим эмиттером «анод» стабилитрона присоединяется к «минусу» источника питания, а в схеме с общим коллектором (и в схеме на рис. 26,*г*) «катод» присоединяется к «плюсу» источника.

Напряжение стабилизации должно быть несколько выше напряжения источника питания U_c. Последовательно со стабилитронами нужно включать сопротивления 0,5—1 *ом*. Стабилитроны должны быть рассчитаны на пропускание больших импульсов тока, которые возникают при «выбросах» напряжения на обмотке.

Расчет выходного трансформатора (Tp_2) в двухтрансформаторном преобразователе (рис. 17) не отличается от рассмотренного здесь расчета выходного трансформатора усилителя.

14. ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С УСИЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ

Требуется рассчитать преобразователь, работающий от источника постоянного напряжения $U_c=22$ *в*. Выходное напряжение $U_0=170$ *в* при токе нагрузки $I_0=3{,}5$ *а*. Падение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра $\Delta U_{др}=3$ *в*. Амплитуда пульсации на выходе $p_1\leqslant 0{,}3\%$. Частота, вырабатываемая преобразователем, $f=1\,200$ *гц*.

Выпрямитель и фильтр. 1. Для получения заданного выпрямленного напряжения и тока выбираем выпрямитель, собранный по мостовой схеме. Ввиду того что заданная выходная мощность велика ($P_0\approx 600$ *вт*), преобразователь целесообразно выполнить с усилителем мощности. Выбираем двухтактную схему усилителя с общим эмиттером. Полная схема преобразователя приведена на рис. 32.

2. В качестве вентилей используем кремниевые диоды Д215 (табл. 4) с допустимым выпрямленным током 5 *а* (в мостовой схеме 10 *а*) и допустимым обратным напряжением

$$U_{обр.доп}=200\ в.$$

Так как в мостовой схеме

$$U_{обр}\approx U_0=170\ в,$$

то число вентилей в плече схемы

$$N=\frac{U_{обр}}{U_{обр.доп}}=\frac{170}{200}\approx 1.$$

3. Напряжение вторичной обмотки выходного трансформатора преобразователя

$$U_2=U_0+2N\Delta U_{вент}+\Delta U_{др}=170+2\cdot 1\cdot 1+3=175\ в.$$

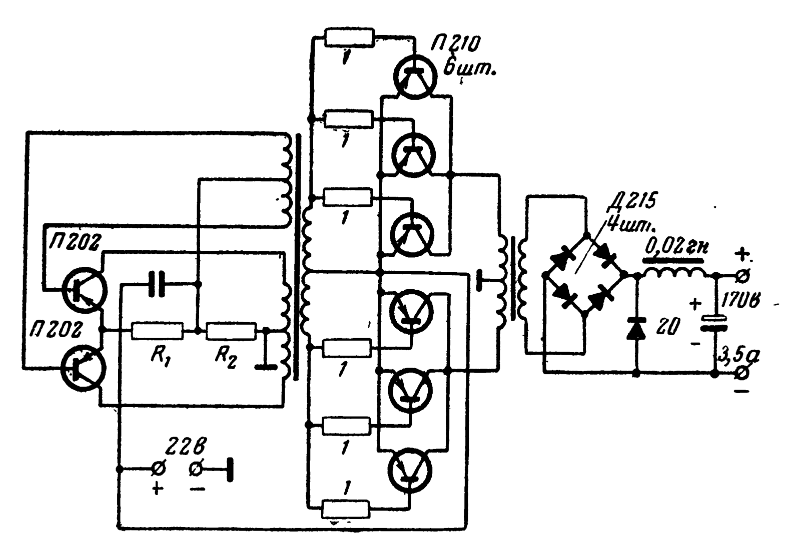


Рис. 32. Схема преобразователя с усилителем мощности (к примеру расчета).

4. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2=I_0=3{,}5\ а.$$

5. Необходимая минимальная индуктивность дросселя фильтра

$$L_{др}=0{,}05\frac{U_0}{fI_0}=0{,}05\frac{170}{1\,200\cdot 3{,}5}=2\cdot 10^{-3}\ гн.$$

С целью уменьшения выходной емкости фильтра принимаем $L_{др}=20\cdot 10^{-3}$ *гн.*

6. Полагая амплитуду пульсации на входе фильтра равной $p_0=25\%$, находим требуемый коэффициент сглаживания

$$q=\frac{p_0}{p_1}=\frac{25}{0{,}3}\approx 80.$$

7. Необходимое произведение

$$L_{др}C_1\approx\frac{q\cdot 10^6}{m_в^2\omega^2}=\frac{80\cdot 10^6}{2^2(2\cdot 3{,}14\cdot 1{,}2\cdot 10^3)^2}=0{,}35\ гн\cdot мкф,$$

где C_1 — выходная емкость фильтра, *мкф*;
$m_в$ — число фаз выпрямителя.

8. Емкость фильтра

$$C_1 = \frac{L_{др}C_1}{L_{др}} = \frac{0,35}{20 \cdot 10^{-3}} = 17,5 \approx 20 \text{ мкф}.$$

Рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее 200 *в*. Можно, например, применить электролитический конденсатор ЭГЦ емкостью 20 *мкф* с рабочим напряжением 300 *в*.

Усилитель. 9. Мощность на выходе усилителя

$$P_2 = U_2 I_2 = 175 \cdot 3,5 = 610 \text{ вт}.$$

10. Полагая к. п. д. усилителя $\eta_у = 0,93$, найдем:

$$I_{кm} = \frac{P_2}{\eta_у U_с} = \frac{610}{0,93 \cdot 22} = 30 \text{ а}.$$

11. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером с учетом нестационарных процессов

$$U_{к\text{-}m} = 1,2 \cdot 2U_с = 1,2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53 \text{ в}.$$

12. Выбираем мощный германиевый транзистор П210 (табл. 2), имеющий максимально допустимый ток коллектора 12 *а* и максимально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором 60 *в*. Таким образом, в каждое плечо усилителя необходимо включить

$$M = \frac{I_{кm}}{I_{кm\ доп}} = \frac{30}{12} \approx 3 \text{ транзистора}.$$

Следует отметить, что работа транзистора при максимально допустимом токе коллектора (в данном случае 12 *а*) нежелательна, так как при этом заметно снижается коэффициент усиления по току.

В рассчитываемом усилителе транзисторы будут работать при токе коллектора ниже максимально допустимого ($I_{кm} = 10$ *а*).

13. Найдем мощность, выделяющуюся на коллекторном переходе одного транзистора, полагая $t_1/T = 0,04$:

$$P_к \approx \frac{1}{2} \Delta U_{к\text{-}э} \frac{I_{кm}}{M} + \frac{1}{3} U_с \frac{I_{кm}}{M} \frac{t_1}{T} =$$

$$= \frac{1}{2} 0,5 \cdot \frac{30}{3} + \frac{1}{3} 22 \frac{30}{3} 0,04 \approx 5,5 \text{ вт}.$$

Выходной трансформатор усилителя. 14. Габаритная мощность выходного трансформатора

$$P_{габ} \approx 1,2 U_2 I_2 = 1,2 \cdot 175 \cdot 3,5 = 735 \text{ ва}.$$

15. Определим размеры выходного трансформатора.

Сердечник трансформатора выбираем витой разрезной из материала Э350 (ХВП) толщиной 0,08 *мм* (рис. 33).

Задаемся величинами: $B_m = 0{,}4$ *тл*; $\delta = 3$ *а/мм²*, $\eta_{тр} = 0{,}95$; $s = 1$; $k_c = 0{,}87$; $k_м = 0{,}32$ (для проводов марок ПЭЛ и ПЭВ).

Тогда

$$Q_{ст}Q_0 = \frac{P_{габ} \cdot 10^2}{2fB_m\delta\eta_{тр}sk_ck_м} = \frac{735 \cdot 10^2}{2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}4 \cdot 3 \cdot 0{,}95 \cdot 1 \cdot 0{,}87 \cdot 0{,}32} = 97 \; см^4.$$

Выбираем сердечник типа Ш-25, у которого $a = b = 2{,}5$ *см*; $h = 6{,}25$ *см*.

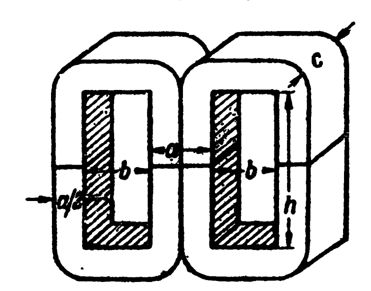


Рис. 33. Витой разрезной Ш-образный сердечник.

Найдем необходимую ширину ленты c. При этом желательно, чтобы отношение c/a находилось в пределах от единицы до двух:

$$c = \frac{Q_{ст}Q_0}{abh} = \frac{97}{2{,}5 \cdot 2{,}5 \cdot 6{,}25} = 2{,}5 \; см.$$

Стандартная ширина ленты $c = 2{,}5$ *см*. Отношение

$$\frac{c}{a} = \frac{2{,}5}{2{,}5} = 1.$$

Полное сечение стержня

$$Q_{ст} = ac = 2{,}5 \cdot 2{,}5 = 6{,}25 \; см^2.$$

16. Имея в виду, что для транзистора П210 $\Delta U_{к\text{-}э} = 0{,}5$ *в*, находим число витков половины коллекторной обмотки:

$$w_к = \frac{(U_c - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^4}{4fB_mQ_{ст}k_c} = \frac{(22 - 0{,}5) \cdot 10^4}{4 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}4 \cdot 6{,}25 \cdot 0{,}87} \approx 21.$$

17. Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_к \frac{U_2}{(U_c - \Delta U_{к\text{-}э})} = 21 \frac{175}{22 - 0{,}5} = 171.$$

18. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} = \frac{30}{\sqrt{2}} = 21\ a.$$

19. Диаметр провода коллекторной обмотки

$$d_{\text{к}} = 1{,}13\sqrt{\frac{I_{\text{к}}}{\delta}} = 1{,}13\sqrt{\frac{21}{3}} = 3\ \text{мм}.$$

Так как провода такого диаметра марки ПЭВ не существует, то намотку надо вести двумя проводами, суммарное сечение которых должно быть равно сечению провода диаметром 3 *мм*. Диаметр этих проводов $d'_{\text{к}}$ равен:

$$d'_{\text{к}} = \frac{d_{\text{к}}}{\sqrt{2}} = \frac{3}{\sqrt{2}} = 2{,}12\ \text{мм (стандартный диаметр 2,26 мм)}.$$

Более удобно вести намотку одним проводом прямоугольного сечения марки ПЭВП с размерами (по меди) 1,8×3,8 *мм*, что практически соответствует сечению круглого провода диаметром 3 *мм* (7 *мм*²).

Диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2 = 1{,}13\sqrt{\frac{I_2}{\delta}} = 1{,}13\sqrt{\frac{3{,}5}{3}} = 1{,}22\ \text{мм}$$

(стандартный диаметр 1,25 *мм*).

20. Объем Ш-образного сердечника трансформатора при $a = b$

$$v_{\text{ст}} \approx (2ah + 4a^2)\,c = (2\cdot 2{,}5\cdot 6{,}25 + 4\cdot 2{,}5^2)\,2{,}5 = 140\ \text{см}^3.$$

Вес сердечника из материала Э350 (удельный вес $\gamma = 7{,}65$)

$$G_{\text{ст}} = v_{\text{ст}} k_{\text{с}} \gamma = 140\cdot 0{,}87\cdot 7{,}65 = 930\ г.$$

Удельные потери в сердечнике при $f = 1\,200$ *гц* и $B_m = 0{,}4$ *тл* составляют $p_{\text{уд}} = 10$ *вт/кг* (рис. 31).

Потери в сердечнике

$$P_{\text{ст}} = p_{\text{уд}} G_{\text{ст}} = 10\cdot 0{,}93 = 9{,}3\ \text{вт}.$$

Наружная поверхность Ш-образного сердечника при $a = b$

$$S_{\text{ст}} \approx 2\,[5ac + (a + c)\,h + 4a^2] =$$

$$= 2\,[5\cdot 2{,}5\cdot 2{,}5 + (2{,}5 + 2{,}5)\,6{,}25 + 4\cdot 2{,}5^2] = 175\ \text{см}^2.$$

Удельная поверхность сердечника

$$s_{\text{ст}} = \frac{S_{\text{ст}}}{P_{\text{ст}}} = \frac{175}{9{,}3} = 18{,}8\ \text{см}^2/\text{вт}.$$

Полученная величина лежит в допустимых пределах (18—20 $см^2/вт$).

21. Средняя длина витка обмоток трансформатора

$$l_м = 2(a + c) + \pi a = 2(2,5 + 2,5) + 3,14 \cdot 2,5 = 18 \text{ см}.$$

Сопротивление коллекторной обмотки

$$r_к = w_к l_м r_{уд.к} = 21 \cdot 0,18 \frac{4,38 \cdot 10^{-3}}{2} = 8,3 \cdot 10^{-3} \text{ ом}.$$

Сопротивление выходной обмотки

$$r_2 = w_2 l_м r_{уд2} = 171 \cdot 0,18 \cdot 14,3 \cdot 10^{-3} = 0,44 \text{ ом},$$

где $r_{уд.к}$ и $r_{уд2}$ — соответственно удельные сопротивления проводов коллекторной и выходной обмоток.

Потери в меди трансформатора

$$P_м = 2I_к^2 r_к + I_2^2 r_2 = 2 \cdot 21^2 \cdot 8,3 \cdot 10^{-3} + 3,5^2 \cdot 0,44 = 12,7 \text{ вт}.$$

Наружная поверхность обмотки, расположенной на Ш-образном сердечнике (при $a = b$),

$$S_м \approx 10ah + 12a^2 = 10 \cdot 2,5 \cdot 6,25 + 12 \cdot 2,5^2 = 230 \text{ см}^2.$$

Удельная поверхность обмотки

$$s_м = \frac{S_м}{P_м} = \frac{230}{12,7} = 18,1 \text{ см}^2/\text{вт},$$

что также находится в допустимых пределах.

22. Коэффициент полезного действия выходного трансформатора

$$\eta_{тр} = \frac{P_2}{P_2 + P_{ст} + P_м} = \frac{610}{610 + 9,3 + 12,7} = 0,965.$$

23. Учитывая, что при $B_m = 0,4$ *тл* $\mu \approx 3 \cdot 10^3$ и что средняя длина магнитной силовой линии данного сердечника $l_{ст} = 21,4$ *см*, найдем индуктивность половины коллекторной обмотки:

$$L_к = \frac{0,4\pi\mu w_к^2 Q_{ст} k_c 10^{-8}}{l_{ст}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 21^2 \cdot 6,25 \cdot 0,87 \cdot 10^{-8}}{21,4} = 4,2 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

Индуктивное сопротивление коллекторной обмотки

$$2\pi f L_к = 2 \cdot 3,14 \cdot 1\,200 \cdot 4,2 \cdot 10^{-3} = 32 \text{ ом}.$$

Приведенное сопротивление нагрузки

$$R'_н = \frac{U_2}{I_2 n^2} = \frac{175}{3,5 \cdot 8,1^2} = 0,76 \text{ ом},$$

где

$$n = \frac{U_2}{U_c - \Delta U_{к\text{-}э}} = \frac{175}{22 - 0,5} = 8,1.$$

Условие (39) выполнено, так как

$$2\pi f L_к = 32 \text{ ом} \gg 5R'_н = 3,8 \text{ ом}.$$

Входная цепь усилителя. 24. Полагая $\beta = 10$, находим ток вторичной (базовой) обмотки входного трансформатора:

$$I_{вх m} = I_{б m} = \frac{I_{к m}}{\beta} = \frac{30}{10} = 3 \, a.$$

Действующее значение этого тока

$$I_{вх} = I_б = \frac{I_{вх m}}{\sqrt{2}} = \frac{3}{\sqrt{2}} = 2,1 \ a.$$

25. Входное напряжение одного плеча усилителя (напряжение половины вторичной обмотки) при ограничивающем сопротивлении в цепи базы каждого транзистора $R_{огр} = 1$ *ом*

$$U_{вх\,m} = U_{вх} = 1,2\left(U_{э\text{-}б} + \frac{I_{б m}}{M} R_{огр}\right) = 1,2\left(0,8 + \frac{3}{3}\cdot 1\right) \approx 2,2 \ в.$$

Если будут работать транзисторы с напряжением эмиттер—база 0,3 *в*, то ток в цепи базы каждого из них будет равен:

$$I_{б m} = \frac{U_{вх} - 1,2U_{э\text{-}б}}{1,2R_{огр}} = \frac{2,2 - 1,2\cdot 0,3}{1,2\cdot 1} \approx 1,5 \ a.$$

Для транзистора П210 эта величина допустима, так как

$$1,5a < 0,2I_{к m \, доп} = 0,2\cdot 12 = 2,4 \ a.$$

26. Мощность, потребляемая во входной цепи усилителя,

$$P_{вх} = U_{вх m} I_{вх m} = 2,2\cdot 3 = 6,6 \ вт.$$

27. Мощность, выделяющаяся на переходе эмиттер—база одного транзистора (максимальное значение),

$$P_{э\text{-}б} = \frac{U_{э\text{-}б} I_{б m}}{2M} = \frac{0,8\cdot 3}{2\cdot 3} = 0,4 \ вт.$$

28. Полная мощность, выделяющаяся на транзисторе,

$$P_т = P_к + P_{э\text{-}б} = 5,5 + 0,4 = 5,9 \ вт.$$

Задающий генератор. 29. Выполненный расчет усилителя позволяет выписать следующие данные для расчета задающего генератора:

$$U_в = 2{,}2\ в \times 2;\ I_в = 2{,}1\ а;\ f = 1\,200\ гц;\ P_в = 6{,}6\ вт;\ U_с = 22\ в.$$

30. Амплитудное значение коллекторного тока транзисторов задающего генератора

$$I_{кm} = \frac{P_в}{\eta U_с} = \frac{6{,}6}{0{,}7 \cdot 22} = 0{,}43\ а.$$

31. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{к\text{-}эm} \approx 1{,}2 \cdot 2 \cdot U_с = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53\ в.$$

Выбираем транзисторы типа П202 (табл. 2), удовлетворяющие условиям пунктов 30 и 31.

32. Габаритная мощность трансформатора задающего генератора (входного трансформатора усилителя)

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_в I_в = 2{,}1 \cdot 2{,}2 \cdot 2{,}1 \approx 10\ ва.$$

33. Определим размеры трансформатора задающего генератора, имеющего витой тороидальный сердечник из сплава 50НП с лентой толщиной 0,05 *мм*. Для сплава 50НП $B_m = 1{,}5$ *тл* (табл. 11).

Задаваясь величинами $\delta = 4{,}5$ *а/мм*²; $\eta_{тр} = 0{,}9$; $s = 1$; $k_о = 0{,}7$; $k_м = 0{,}2$ (для проводов марки ПЭВ), найдем:

$$Q_{ст}Q_о = \frac{P_{габ} \cdot 10^2}{2fB_m\delta\eta_{тр}sk_ck_м} = \frac{10 \cdot 10^2}{2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 4{,}5 \cdot 0{,}9 \cdot 1 \cdot 0{,}7 \cdot 0{,}2} = 0{,}5\ см^4.$$

Если принять, что толщина намотки ленты a в 2 раза меньше внутреннего диаметра тороидального сердечника d, а ширина ленты c в 1,5 раза больше толщины намотки a (рис. 23), то величину a можно найти из выражения

$$a \approx 0{,}7 \sqrt[4]{Q_{ст}Q_о} = 0{,}7 \sqrt[4]{0{,}5} \approx 0{,}6\ см.$$

Тогда

$$c = 1{,}5a \approx 1\ см;\ d = 2a = 1{,}2\ см;\ Q_{ст} = ac = 0{,}6\ см^2.$$

34. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_к = \frac{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^4}{4fB_mQ_{ст}k_c} = \frac{(22-1) \cdot 10^4}{4 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 0{,}6 \cdot 0{,}7} = 70.$$

35. Число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к \frac{3 \div 4}{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э})} = 70 \frac{3{,}5}{22-1} \approx 12.$$

36. Число витков половины выходной обмотки (входной обмотки усилителя)

$$w_{в} = w_{к} \frac{U_{в}}{(U_{c} - \Delta U_{к\text{-}э})} = 70 \frac{2,2}{22 - 1} \approx 7.$$

37. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_{к} = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}} = \frac{0,43}{\sqrt{2}} = 0,3 \ a.$$

38. Действующее значение тока базовой обмотки (при $\beta = 20$)

$$I_{б} = \frac{I_{к}}{\beta} = \frac{0,3}{20} = 0,015 \ a.$$

39. Диаметры проводов обмоток (без изоляции):

$$d_{в} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{в}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{2,1}{4,5}} = 0,77 \ мм;$$

$$d_{к} = 1,13 \sqrt{\frac{I_{к}}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,3}{4,5}} = 0,29 \ мм.$$

Базовую обмотку можно намотать тем же проводом, что и коллекторную.

40. Мощность, выделяющуюся на транзисторах, сопротивлениях R_1, R_2 и ток, потребляемый задающим генератором от источника питания, рассчитывают так же; как в примере 1 гл. 2.

Глава четвертая

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

15. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ ПРИ ПОВЫШЕННОМ НАПРЯЖЕНИИ ПИТАНИЯ

Ранее было указано, что в схемах двухтактных преобразователей и усилителей мощности напряжение между эмиттером и коллектором запертого транзистора достигает 2,4 U_{c}. Эта величина представляет собой удвоенное напряжение питания ($2U_{c}$), умноженное на коэффициент 1,2, учитывающий перенапряжения, возникающие в момент переключения транзисторов. Очевидно, указанное соотношение ограничивает напряжение питания до 21—25 *в*, так как макси-

мально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором у существующих мощных транзисторов не превышает 50—60 *в*.

Избыток напряжения источника выше 25 *в* можно было бы погасить при помощи последовательно включенных сопротивлений или при помощи делителя. Однако такой способ связан с уменьшением к. п. д. преобразователя. В случае маломощных преобразователей уменьшение к. п. д. вполне допустимо. Но при больших мощностях величина к. п. д. устройства часто играет решающую роль и включение гасящих сопротивлений или делителей не может быть рекомендовано. Поэтому при существующих транзисторах применение источников с напряжением более 25 *в* для питания обычных двухтактных схем преобразователей практически невозможно.

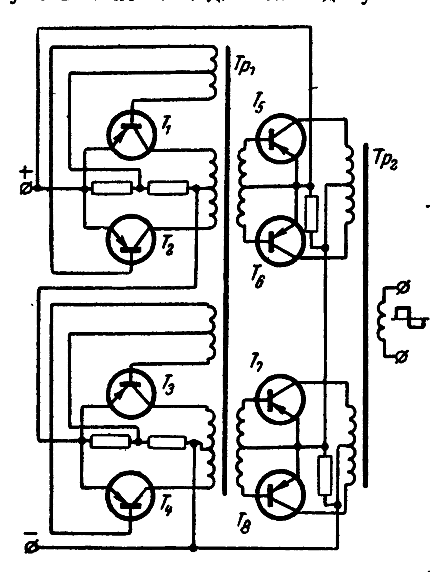


Рис. 34. Схема с последовательным включением преобразователей.

На рис. 34 приведена схема преобразователя с усилителем мощности, позволяющая работать при повышенном напряжении источника питания. Как задающий генератор, так и усилитель мощности состоят каждый из двух последовательно включенных двухтактных схем; при этом напряжение между эмиттером и коллектором каждого запертого транзистора будет почти в 2 раза меньше, чем в обычной двухтактной схеме, и составит приблизительно 1,2 $U_с$. Очевидно, что увеличение количества последовательно включенных преобразователей (m) приведет (при неизменном $U_с$) к уменьшению максимального напряжения между эмиттером и коллектором, равного $U_{к\text{-}эm} = \frac{2,4}{m} U_с$, или позволит использовать более высокое напряжение питания.

Транзисторы T_1, T_2, T_3 и T_4 работают в задающем генераторе, а транзисторы T_5, T_6, T_7 и T_8 — в усилителе мощности. В данном случае трансформатор $Тр_1$ — общий для обеих схем. Нетрудно видеть, что подобные схемы задающих генераторов и усилителей мощности могут быть выполнены и независимо друг от друга.

Сопротивления в усилителе мощности служат для выравнивания напряжений на участках эмиттер — коллектор запертых транзисторов.

При расчете таких схем надо иметь в виду, что напряжение на половине коллекторной обмотки задающего генератора или усили-

теля мощности составляет $\frac{U_с - m\Delta U_{к\text{-}э}}{m}$, а мощность, выделяющаяся на коллекторном переходе каждого транзистора, равна:

$$P_к \approx \frac{1}{2}\Delta U_{к\text{-}э} I_{кm} + \frac{1}{3}\frac{U_с}{m} I_{кm}\frac{t_1}{T}. \quad (40)$$

Схема с последовательно включенными преобразователями позволяет за счет повышения напряжения источника питания увеличить выходную мощность по сравнению с обычной двухтактной схемой при тех же коллекторных токах транзисторов.

Недостатки данной схемы и подобных ей заключаются в необходимости увеличения общего количества транзисторов в m раз по

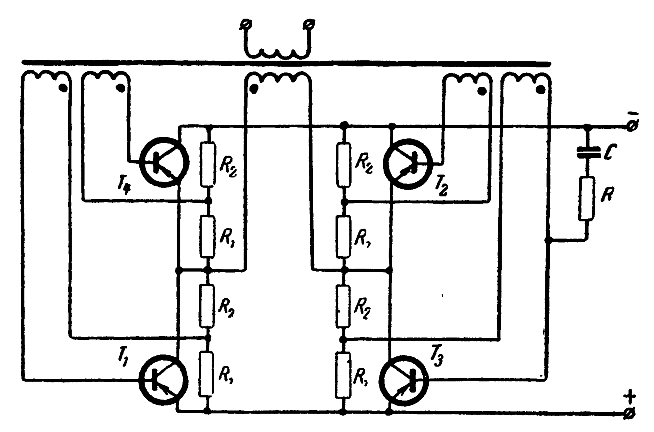


Рис. 35. Мостовая схема преобразователя с самовозбуждением.

сравнению с двухтактными схемами и в усложнении конструкции трансформатора.

Для работы от источников питания с повышенным напряжением часто применяют мостовую схему (рис. 35). Источник питания присоединен к одной диагонали моста, образованного четырьмя транзисторами, а коллекторная (первичная) обмотка включена в другую диагональ моста. Каждый транзистор имеет самостоятельную базовую обмотку. Точки указывают выводы обмоток, имеющие в данный момент одинаковую полярность э. д. с.

При указанном включении обмоток одновременно работают в течение половины периода транзисторы T_1 и T_2 или T_3 и T_4, а заперты соответственно T_3 и T_4 или T_1 и T_2. Коллекторная обмотка попеременно питается током каждой пары транзисторов, поэтому ток через эту обмотку протекает в обоих направлениях. Для облегчения запуска преобразователя база одного из транзисторов соединена с отрицательным полюсом источника питания через цепочку RC. Сопротивления R_1 и R_2 выполняют те же функции, что и в схеме на рис. 11. К каждому из двух запертых транзисторов приложено на-

пряжение источника питания за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе. Например, к запертому транзистору T_4 напряжение источника питания прикладывается через открытый транзистор T_1. Таким образом, в мостовой схеме наибольшее напряжение между эмиттером и коллектором в 2 раза меньше, чем в двухтактной схеме

$$(U_{к\text{-}эm} \approx 1{,}2U_с).$$

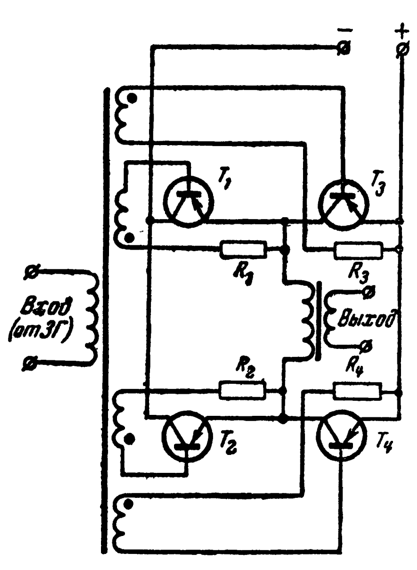


Рис. 36. Мостовая схема усилителя мощности.

Для уменьшения влияния индуктивности рассеяния нужно все четыре базовые обмотки наматывать одновременно (в четыре провода). Отсутствие средней точки у коллекторной обмотки устраняет трудности, возникающие при одновременной намотке двух половин коллекторной обмотки в двухтактной схеме.

Очевидно, что мостовая схема может быть также использована и в усилителях мощности. На рис. 36 показана мостовая схема усилителя мощности с ограничивающими сопротивлениями в базовых цепях. Как видно из рис. 35 и 36, в мостовых схемах у двух транзисторов вместе соединены эмиттеры, а у двух других транзисторов — коллекторы. Это позволяет разместить транзисторы с параллельно соединенными коллекторами на одном общем радиаторе, не изолируя их друг от друга.

При расчете числа витков коллекторной обмотки мостовой схемы в формулу (37) надо подставлять значение напряжения на обмотке, равное в данной схеме $U_к = U_с - 2\Delta U_{к\text{-}э}$. Действующее значение тока коллекторной обмотки в мостовой схеме равно максимальному коллекторному току $I_к = I_{кm}$. Габаритная мощность выходного трансформатора, работающего на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или по схеме удвоения, равна $P_{габ} \approx U_в I_в$ (или $P_{габ} \approx U_2 I_2$); при нагрузке на выпрямитель, собранный по двухфазной схеме, $P_{габ} \approx 1{,}7U_в I_в$ (или $P_{габ} \approx 1{,}7U_2 I_2$). Мощность, выделяющаяся на коллекторном переходе одного транзистора, равна:

$$P_к \approx \frac{1}{2}\Delta U_{к\text{-}э} I_{кm} + \frac{1}{3}\frac{U_с}{2} I_{кm}\frac{t_1}{T}. \quad (41)$$

Мостовой преобразователь можно также выполнить по двухтрансформаторной схеме, рассмотренной в § 7. Для этого коллек-

торную обмотку переключающего трансформатора нужно присоединить к первичной обмотке выходного трансформатора.

Так же как и схема с последовательно включенными преобразователями (рис. 34), мостовая схема позволяет путем увеличения напряжения питания увеличить выходную мощность преобразователя при неизменном токе коллектора или облегчить режим работы транзисторов по току при неизменной выходной мощности.

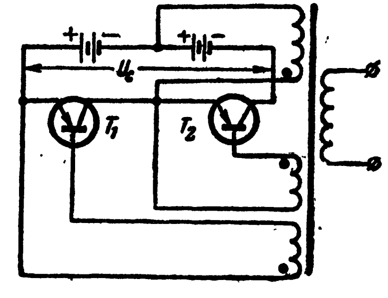


Рис. 37. Упрощенная мостовая схема преобразователя.

Повышение напряжения питания преобразователя без изменения схемы и при постоянной выходной мощности всегда выгодно, так как при этом увеличивается к. п. д. схемы. Это следует из выражения для мощности потерь на коллекторе при прямоугольной форме кривой напряжения:

$$P_{к1} = \frac{\Delta U_{к\text{-}э} I_{кm}}{2}.$$

При повышении напряжения питания ток $I_{кm}$ будет уменьшаться, а величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ останется почти без изменений. Это приведет к снижению потерь на транзисторах и, следовательно, к увеличению к. п. д. преобразователя.

Если источник питания (батарея) имеет вывод от половины напряжения, то можно уменьшить напряжение $U_{к\text{-}э}$ на запертом транзисторе с помощью так называемой упрощенной мостовой схемы (рис. 37). Очевидно, что в этой схеме $U_{к\text{-}эm} \approx 1{,}2 \cdot 2 \cdot \frac{U_c}{2} = 1{,}2 U_c$. Напряжение на коллекторной (первичной) обмотке $U_к = \frac{U_c}{2} - \Delta U_{к\text{-}э}$, т. е. приблизительно в 2 раза меньше, чем в обычной двухтактной схеме. Максимальное значение коллекторного тока в схеме на рис. 37 $I_{кm} = \frac{P_в}{\eta \frac{U_c}{2}} = \frac{2P_в}{\eta U_c}$ приблизительно в 2 раза больше, чем в двухтактной схеме.

Упрощенную мостовую схему целесообразно применять в тех случаях, когда при работе в обычной двухтактной схеме транзисторы имеют достаточно большой запас по допустимому коллекторному току (не менее двойного), но не имеют запаса по допустимому напряжению между эмиттером и коллектором.

Г. В. Марголиным предложена аналогичная схема, в которой средний вывод от источника питания заменен выводом от средней точки емкостного делителя, подключенного к зажимам источника питающего напряжения. Емкость конденсаторов делителя, которая выбирается в зависимости от мощности преобразователя, должна быть достаточно большой.

16. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Изменение напряжения U_c, питающего преобразователь, вызывает пропорциональное изменение напряжения на обмотках трансформатора и выпрямленного напряжения преобразователя U_0, так как

$$U_в = U_к n = (U_с - \Delta U_{к\text{-}э}) n,$$

а $U_0 \approx U_в$ в мостовой и двухфазной схемах выпрямителей и $U_0 \approx \approx 2U_в$ в схеме удвоения напряжения.

Величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ обычно мала по сравнению с U_c, поэтому можно считать, что напряжение выходной обмотки преобразователя $U_в$, а следовательно, и выпрямленное напряжение U_0 прямо пропорциональны напряжению питания U_c. Эти соображения полностью относятся также и к преобразователям с усилением мощности.

Часто требуется, чтобы выходное напряжение преобразователя (переменное или постоянное) мало менялось при изменениях напряжения питающей сети и тока нагрузки, т. е. чтобы выходное напряжение было стабильным.

Стабилизировать выходное напряжение можно тремя основными способами:

1) стабилизацией выходного выпрямленного напряжения без воздействия через цепь обратной связи на напряжение питания преобразователя; при этом переменное напряжение на обмотках трансформатора остается нестабильным;

2) стабилизацией постоянного напряжения, питающего преобразователь;

3) стабилизацией выходного переменного напряжения преобразователя по среднему или действующему (эффективному) значению.

При любом способе стабилизации напряжения затрачивается дополнительная мощность, составляющая примерно 20—50% от полезной. Следовательно, при наличии стабилизации к. п. д. преобразователя заметно падает; это должно быть учтено при решении вопроса о введении стабилизации в преобразователь.

Выпрямленное напряжение стабилизируют с помощью обычных схем электронных, газонаполненных или полупроводниковых стабилизаторов напряжения. Последний тип стабилизаторов применяют главным образом при выпрямленных напряжениях не выше 70—100 *в*.

Описание работы стабилизаторов постоянного напряжения и их расчет читатель может найти в соответствующей, достаточно обширной литературе.

Для стабилизации постоянного напряжения, питающего преобразователь, применяют как параметрические, так и компенсационные (с обратной связью) стабилизаторы. В качестве регулирующих элементов в них обычно используются транзисторы, работающие в непрерывном или импульсном режиме. Если выходная мощность преобразователя невелика (до 50—100 *вт*) и можно мириться с невысоким к. п. д., то применяют обычно схемы, в которых транзисторы работают в непрерывном режиме. Повышение выходной мощности преобразователя приводит к увеличению мощности, которая рассеивается на регулирующих элементах. Это требует параллельного

включения большого числа транзисторов, увеличения размеров теплоотводов (радиаторов) и приводит к снижению надежности работы схемы. В таких случаях целесообразно применять стабилизаторы, в которых транзисторы работают в импульсном режиме.

На рис. 38 приведена параметрическая схема стабилизатора, в которой транзисторы работают в непрерывном режиме.

Эта схема позволяет получить стабилизированное напряжение на входе преобразователя при колебаниях напряжения источника

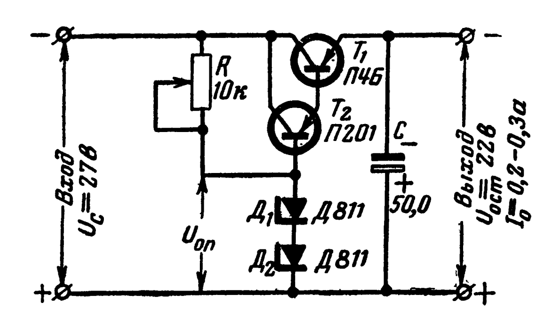


Рис. 38. Схема параметрического стабилизатора входного напряжения преобразователя.

питания. При этом выходное напряжение преобразователя (переменное или постоянное) будет поддерживаться с той же степенью стабильности. Если внутреннее сопротивление выпрямителя, включенного на выходе преобразователя, мало, как это бывает в случае применения полупроводниковых диодов, то изменение тока нагрузки выпрямителя будет мало сказываться на величине выходного выпрямленного напряжения. Если преобразователь предназначен для получения переменного напряжения, то при изменении тока нагрузки выходных обмоток их напряжение также будет изменяться незначительно, если ток нагрузки не превысит допустимого для данного преобразователя значения. Так как напряжение на входе преобразователя поддерживается постоянным, то в соответствии с формулой (2) частота, вырабатываемая преобразователем, также остается стабильной.

Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_1, транзистора T_2, служащего эмиттерным повторителем, кремниевых стабилитронов (опорных диодов) $Д_1$ и $Д_2$ и сопротивления R.

Стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$ используются в качестве источника опорного напряжения $U_{оп}$, от стабильности которого зависит стабильность выходного напряжения стабилизатора $U_{0ст}$. Количество последовательно включенных стабилитронов определяется заданным напряжением на выходе стабилизатора (на входе преобразователя) и напряжением каждого стабилитрона: сумма напряжений на стабилитронах должна быть приблизительно равна выходному напряжению стабилизатора:

$$U_{оп} \approx U_{0\,ст}.$$

Стабильное напряжение на кремниевых стабилитронах получается при пропускании через них обратного тока (в направлении запирания). Напряжение на стабилитронах мало меняется при изменении обратного тока в довольно широких пределах (табл. 10). Однако, чем меньше пределы изменения тока через стабилитроны, тем более стабильным будет опорное напряжение.

Стабилизатор работает следующим образом. При увеличении напряжения на входе стабилизатора напряжение на его выходе стремится возрасти, Так как опорное напряжение $U_{оп}$ всегда немного больше выходного напряжения $U_{ост}$, то при увеличении $U_{ост}$ разность между опорным и выходным напряжением уменьшается; потенциал эмиттера регулирующего транзистора T_1 становится менее положительным по отношению к базе транзистора T_2, а также и по отношению к своей базе. Это приводит к увеличению сопротивления постоянному току участка эмиттер — коллектор регулирующего транзистора T_1 и к увеличению падения напряжения на этом участке на величину, почти равную изменению входного напряжения. В результате напряжение на выходе стабилизатора останется почти без изменения. В случае уменьшения входного напряжения стабилизатор поддерживает постоянство выходного напряжения за счет уменьшения падения напряжения на участке эмиттер — коллектор транзистора T_1. Стабилизатор (рис. 38) способен также поддерживать выходное напряжение неизменным при небольших колебаниях тока нагрузки.

Данные, указанные на схеме рис. 38 (напряжения и токи, типы транзисторов и диодов, величины сопротивления и емкости), соответствуют применению этой схемы в качестве стабилизатора для преобразователя, рассчитанного в примере 2 гл. 2. При работе с этим стабилизатором нестабильность выпрямленного напряжения преобразователя (7 *кв*) составляет около ±0,4% (т. е. ±30 *в*) при колебаниях напряжения питающей сети (27 *в*) на ±10% (т. е. на ±3 *в*).

Заметим, что обычные кремниевые стабилитроны имеют сравнительно большой температурный коэффициент напряжения (0,07—0,1%/° С), что приводит к почти такой же нестабильности выходного напряжения при колебаниях окружающей температуры. Для улучшения температурной стабильности применяют температурно-компенсированные стабилитроны Д818 (табл. 10), имеющие малый температурный коэффициент напряжения (0,01—0,02%/° С).

Конденсатор *С* на выходе стабилизатора (рис. 38) служит для сглаживания пульсации выходного напряжения в том случае, если для питания используется выпрямленное напряжение. Емкость этого конденсатора может колебаться в довольно широких пределах в зависимости от амплитуды пульсации выпрямленного напряжения.

При использовании схем, подобных рассмотренной, ограничивающим фактором служит мощность, рассеивающаяся на регулирующем транзисторе T_1, равная произведению тока нагрузки стабилизатора на падение напряжения на участке эмиттер — коллектор. Если эта мощность превышает максимально допустимую для данного транзистора, то необходимо включить несколько транзисторов параллельно или применить более мощный транзистор. При параллельном включении транзисторов в их эмиттерные цепи следует включить небольшие выравнивающие сопротивления. Необходимо

иметь в виду, что падение напряжения на участке эмиттер — коллектор не должно быть менее 2—5 *в*.

Подобные схемы стабилизаторов применяются при небольших мощностях преобразователей.

Примером компенсационной схемы стабилизатора входного напряжения преобразователя, в которой регулирующий транзистор работает в импульсном режиме, может служить схема, показанная на рис. 39.

Двухтактный преобразователь на транзисторах T_1 и T_2 питается от источника напряжением U_c через регулирующий транзистор T_3

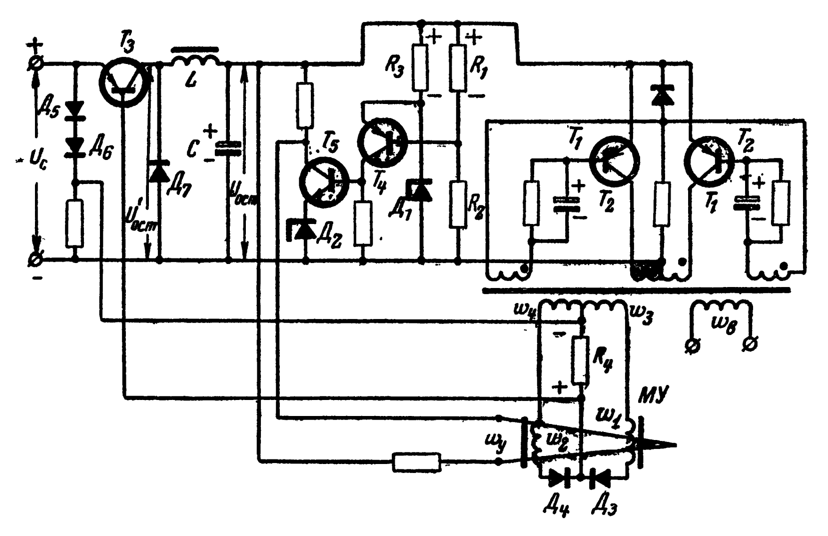


Рис. 39. Импульсный стабилизатор входного напряжения преобразователя.

и сглаживающий фильтр *LC*. Нагрузку подключают к выходной обмотке преобразователя $w_в$. Изменения напряжения на входе преобразователя воздействуют на нелинейный мост (R_1, R_2, R_3, стабилитрон $Д_1$), к одной диагонали которого подключен вход двухкаскадного усилителя на транзисторах T_4 и T_5. Стабилитрон $Д_2$ создает необходимый потенциал эмиттера транзистора T_5. К выходу усилителя подключена управляющая обмотка $w_у$ магнитного усилителя *МУ*, охватывающая два независимых сердечника с одинаковыми обмотками w_1 и w_2. Магнитный усилитель выполняется на сердечниках из материала с прямоугольной формой петли гистерезиса. Трансформатор преобразователя имеет специальную обмотку $w_3 w_4$ с выведенной средней точкой. Последовательно с этой обмоткой включены рабочие обмотки w_1 и w_2 магнитного усилителя и диоды $Д_3$ и $Д_4$, образующие двухполупериодный выпрямитель, работающий на сопротивлении нагрузки R_4. На этой нагрузке создаются импульсы напряжения, частота которых равна удвоенной частоте преобразователя, а их длительность зависит от напряжения на входе преобразо-

вателя $U_{ост}$. Импульсы, выделяющиеся на сопротивлении R_4, запирают транзистор T_3 на время, равное их длительности. Регулируя длительность запирающих импульсов, можно поддерживать на входе преобразователя заданное среднее значение напряжения $U_{ост}$ при колебаниях напряжения источника питания U_c. Нетрудно видеть, что при отсутствии запирающего напряжения на сопротивлении R_4 регулирующий транзистор T_3 будет полностью открыт напряжением диодов $Д_5$ и $Д_6$; падение напряжения на открытом транзисторе T_3 будет равно $\Delta U_{к\text{-}э}$ =0,3—0,6 *в*. Рассмотрим работу схемы на рис. 39 более подробно. Сопротивления R_1, R_2 и R_3 подобраны таким образом, что при нормальной величине питающего напряжения U_c транзистор T_4 открыт. Увеличение напряжения U_c приводит к уменьшению напряжения на участке эмиттер — база транзистора T_4 и к уменьшению коллекторного тока последнего. Это в свою очередь приведет к уменьшению положительного потенциала базы транзистора T_5 с проводимостью *n-p-n*. В результате ток управляющей обмотки магнитного усилителя *МУ*, включенной в цепь коллектора транзистора T_5, уменьшится.

Работу схемы магнитного усилителя *МУ* будем рассматривать с помощью графиков на рис. 40, где по оси абсцисс отложено время *t*.

В рабочей обмотке w_1 магнитного усилителя взаимодействуют два магнитных потока: $\Phi_у$, создаваемый постоянным током управляющей обмотки, и Φ_1, создаваемый выпрямленным током обмотки w_3. В обмотке w_2 также взаимодействуют два потока: $\Phi_у$ и Φ_2, создаваемый выпрямленным током обмотки w_4. Рассмотрим процессы, происходящие в одной из рабочих обмоток, например w_1.

На рис. 40,*а* показан положительный (рабочий) полупериод напряжения в обмотке w_3. Постоянный магнитный поток $\Phi_у$, создаваемый управляющей обмоткой магнитного усилителя в сердечнике с рабочей обмоткой w_1 (при отсутствии потока Φ_1), изображен на рис. 40,*б*. Поток $\Phi_у$ не насыщает сердечник w_1.

Если к обмотке дросселя или транформатора периодически прикладываются однополярные импульсы напряжения прямоугольной формы, которые не доводят магнитный поток в сердечнике до насыщения, то поток во время действия импульса будет изменяться по линейному закону (наклонная линия на рис. 40,*в*). Так как напряжение обмотки w_3, имеющее прямоугольную форму, вполне достаточно, чтобы довести поток в сердечнике w_1 до насыщения, то в этом случае поток Φ_1 (при отсутствии потока $\Phi_у$) будет изменяться вначале по линейному закону до величины потока насыщения Φ_s, а затем останется неизменным до окончания действия импульса напряжения (рис. 40,*в*). Поток Φ_1 направлен противоположно потоку $\Phi_у$.

На рис. 40,*г* показана зависимость результирующего потока $\Phi_р = \Phi_1 + \Phi_у$ в сердечнике w_1 от времени.

Так как магнитная проницаемость сердечника при переходе в режим насыщения резко падает, то индуктивное сопротивление дросселя с насыщенным сердечником будет очень малым. Если для упрощения предположить, что в режиме насыщения индуктивное сопротивление рабочей обмотки w_1 близко к нулю, то почти все напряжение обмотки w_3 выделится при этом в виде запирающего импульса $U_{зап}$ на сопротивлении R_4 (рис. 40,*д*). Если сердечник w_1 не

насыщен, то индуктивное сопротивление обмотки w_1 велико по сравнению с сопротивлением нагрузки R_4; в этом случае почти все напряжение, создаваемое обмоткой w_3, падает на рабочей обмотке w_1 (рис. 40*е*).

На графиках рис. 40 справа помещены зависимости тех же параметров от времени при уменьшении тока через управляющую обмотку магнитного усилителя. Уменьшение тока приводит к уменьшению потока $Ф_у$ и к увеличению длительности запирающего импульса $U_{зап}$. Выше было установлено, что при повышении напряжения питающей сети U_c ток через управляющую обмотку *МУ* уменьшается; из графиков на рис. 40 следует, что при этом увеличивается длительность импульса, запирающего регулирующий транзистор T_3. Очевидно, что напряжение на запертом транзисторе равно питающему напряжению U_c. Так как время, в течение которого транзистор T_3 остается запертым, увеличивается, то среднее значение падения напряжения на регулирующем транзисторе возрастает (рис. 40,*ж*), а среднее значение напряжения на входе преобразователя $U_{ост}$ уменьшается почти до заданной величины. Точно так же работает вторая половина магнитного усилителя с рабочей обмоткой w_2, диодом $Д_4$ и обмоткой w_4.

Двухтактный магнитный усилитель удваивает частоту запирающих импульсов на сопротивлении R_4, что облегчает сгла-

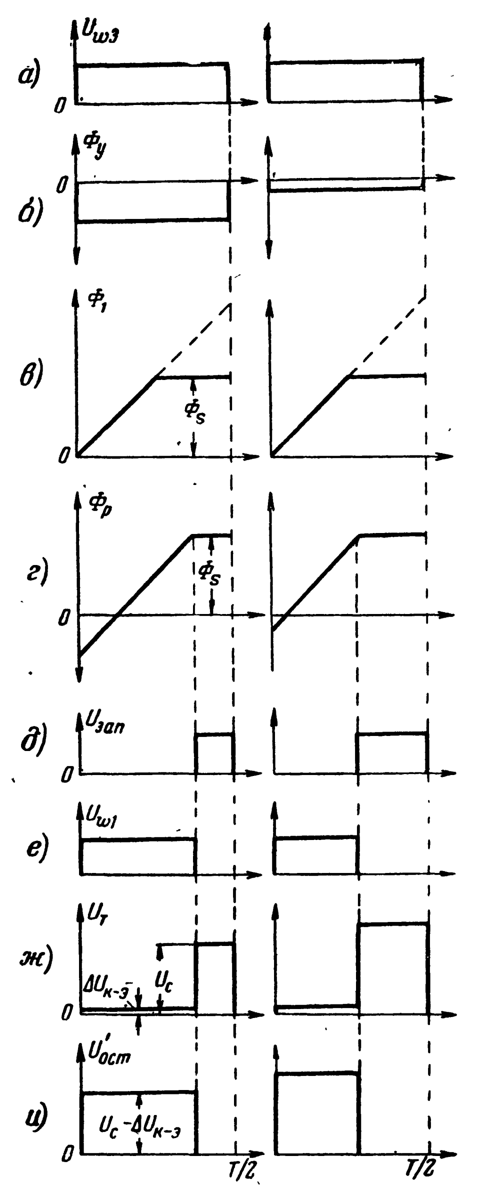


Рис. 40. Формы напряжений и магнитных потоков в схеме на рис. 39.

живание пульсирующего напряжения $U'_{ост}$, которое получается непосредственно после регулирующего транзистора T_3 (рис. 40,*и*). Эту задачу выполняет фильтр *LC* с демпфирующим диодом $Д_7$.

В результате работы стабилизатора среднее значение напряжения после регулирующего транзистора $U'_{ост}$ остается почти неизменным, что обеспечивает стабильность напряжения $U_{ост}$ на входе преобразователя. Это видно из графиков рис. 40,*и*, на которых сред-

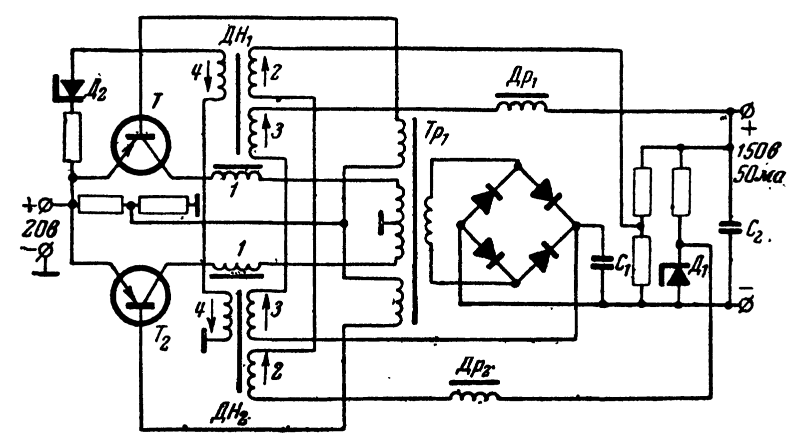


Рис. 41. Магнитный стабилизатор напряжения преобразователя.

нее значение напряжения $U'_{ост}$ (площадь импульсов) остается неизменным при разных значениях напряжения $U_с$.

Возможны также другие варианты схемы на рис. 39, например, когда на управляющую обмотку магнитного усилителя воздействует напряжение, получаемое от выпрямителя, включенного на выходе преобразователя. В такой схеме получается лучшая стабильность выходного выпрямленного напряжения при колебаниях тока нагрузки.

Схемы стабилизаторов, в которых регулирующие транзисторы работают в импульсном (ключевом) режиме, обладают высоким к. п. д., так как потери на регулирующих транзисторах в таком режиме невелики; это позволяет применять подобные схемы для преобразователей средней мощности. Недостаток таких и аналогичных схем заключается в сравнительной сложности изготовления магнитного усилителя.

На рис. 41 приведена компенсационная схема стабилизации выходного выпрямленного напряжения преобразователя. В качестве регулирующих элементов в ней применены два дросселя насыщения ($ДН_1$ и $ДН_2$), каждый из которых имеет четыре обмотки. Основные обмотки (*1*) дросселей включены последовательно в коллекторные цепи обычного двухтактного преобразователя. Остальные три обмотки каждого дросселя — управляющие и служат для управления индуктивностью основной обмотки в зависимости от выходного выпрямленного напряжения (обмотка *2*), тока нагрузки (обмотка *3*) и напряжения питания преобразователя (обмотка *4*). Это позволяет поддерживать среднее значение выходного выпрямленного напряже-

ния стабильным при изменениях тока нагрузки и напряжения питания.

Направление токов и число витков управляющих обмоток выбраны с таким расчетом, чтобы при увеличении выпрямленного напряжения, уменьшении тока нагрузки и увеличении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя увеличивалась. При этом часть входного (питающего) напряжения будет падать на основной обмотке дросселя, и к коллекторной (первичной) обмотке трансформатора будет приложено пониженное напряжение. В результате напряжение выходной (вторичной) обмотки трансформатора уменьшится, а выпрямленное напряжение понизится почти до первоначальной величины.

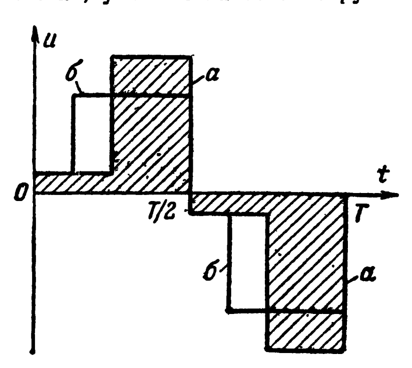


Рис. 42. Формы кривых переменного напряжения преобразователя с магнитным стабилизатором.

При уменьшении выпрямленного напряжения, увеличении тока нагрузки и уменьшении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя уменьшится, напряжение на обмотках трансформатора увеличится, а выпрямленное напряжение повысится почти до первоначальной величины.

Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения с помощью дросселей насыщения, включенных в коллекторную цепь преобразователя, вызывает искажение формы кривой переменного напряжения. На рис. 42 показаны формы кривых напряжения на вторичной (выходной) обмотке трансформатора преобразователя при повышенном (*а*) и пониженном (*б*) напряжениях питающей сети. Как видно из рисунка, площади кривых в обоих случаях остаются одинаковыми, следовательно, средние значения выпрямленного напряжения также будут равны между собой. Такое же изменение формы кривой переменного напряжения будет соответственно при уменьшении (*а*) и увеличении (*б*) тока нагрузки. Из рис. 42 следует, что частота преобразователя в схеме на рис. 41 остается неизменной при колебаниях входного напряжения и тока нагрузки.

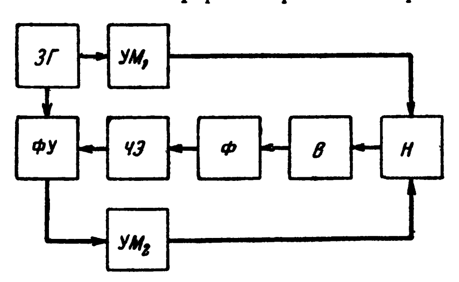


Рис. 43. Блок-схема стабилизатора переменного напряжения преобразователя.

Недостатками схемы на рис. 41 являются трудность расчета и изготовления многообмоточного дросселя насыщения, сложность на-

стройки схемы и искажение формы кривой переменного напряжения, затрудняющее фильтрацию выпрямленного напряжения. Схема может быть использована для стабилизации напряжения преобразователей небольшой мощности.

Параметры схемы на рис. 41 следующие. Напряжение питания 20 *в*±10%. Частота преобразователя 1 500 *гц*. Выходное выпрямленное напряжение 150 *в*. Ток нагрузки 50 *ма*±40%. Нестабильность выходного напряжения при этих условиях составляет 1%; к. п. д. стабилизатора при максимальном токе нагрузки лежит в пределах 75—80%.

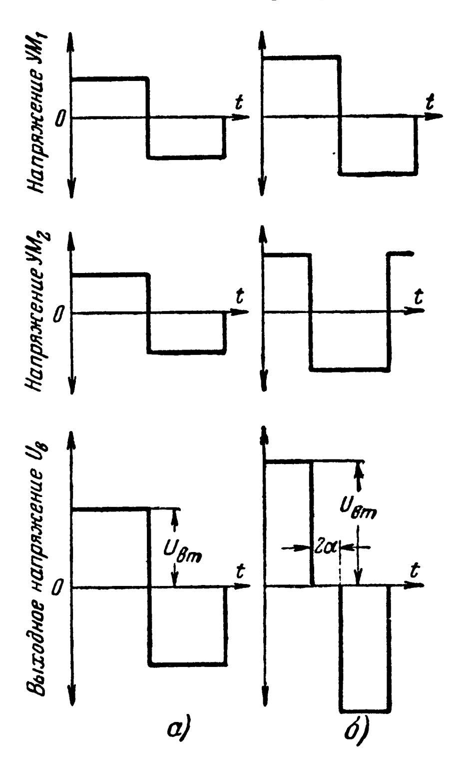


Рис. 44. Формы кривых выходного напряжения преобразователя со стабилизацией переменного напряжения.

Сглаживающий фильтр состоит из конденсатора C_1=15 000 *пф*, дросселя $Др_1$ индуктивностью L=0,25 *гн* и конденсатора C_2 емкостью 1,5 *мкф*.

В цепь управляющих обмоток, следящих за изменениями выходного напряжения, включен дроссель $Др_2$, уменьшающий переменную составляющую тока в этой цепи.

Опорное напряжение создается на кремниевом стабилитроне $Д_1$, входящем в плечо нелинейного моста.

Для увеличения изменений тока в управляющих обмотках, следящих за изменениями напряжения питания, в цепь этих обмоток включен стабилитрон $Д_2$.

На рис. 43 приведена блок-схема компенсационного стабилизатора переменного напряжения преобразователя, предложенная В. С. Моиным и Л. Н. Седовым. В данной схеме выходное переменное напряжение стабилизируется по среднему (выпрямленному) значению. Поэтому если на выход преобразователя включить выпрямители без сглаживающего фильтра или с фильтром, начинающимся с дросселя, то выпрямленные напряжения также будут стабильными. У выпрямителей, работающих на фильтр, начинающийся с емкости, выпрямленное напряжение стабильным не будет.

Принципиально возможно построить аналогичную схему, в которой выходное переменное напряжение будет стабилизировано по действующему (эффективному) значению.

В схеме имеются два одинаковых усилителя мощности $УМ_1$ и $УМ_2$, работающие от одного общего задающего генератора $ЗГ$. Усилитель $УМ_1$ присоединен к генератору $ЗГ$ непосредственно, а усилитель $УМ_2$ — через фазосдвигающее устройство $ФУ$. Выходные напряжения усилителей мощности суммируются на общем сопротивлении нагрузки. Параллельно нагрузке включен выпрямитель $В$ с фильтром $Ф$, питающий чувствительный элемент $ЧЭ$, который управляет фазосдвигающим устройством $ФУ$.

При увеличении напряжения питания U_c или при увеличении сопротивления нагрузки напряжения на выходе усилителей $УМ_1$ и $УМ_2$ увеличатся по амплитуде, но окажутся сдвинутыми по фазе, как это показано на графике рис. 44. Сдвиг фаз автоматически устанавливается таким, чтобы среднее (выпрямленное) значение выходного напряжения не изменилось. Из рис. 44 видно, что при сдвиге фаз выходное напряжение имеет прямоугольную форму с интервалом (2α) между импульсами.

Среднее и действующее (эффективное) значения напряжения прямоугольной формы с меняющейся длительностью импульса определяют из следующих выражений:

$$U_{в.ср} = U_{вm} \frac{90^\circ - \alpha^\circ}{90^\circ};$$

$$U_в = U_{вm} \sqrt{\frac{90^\circ - \alpha^\circ}{90^\circ}}.$$

Очевидно, что при отсутствии сдвига фаз ($\alpha = 0$)

$$U_{в.ср} = U_в = U_{вm}.$$

Принципиальная схема стабилизатора переменного напряжения показана на рис. 45. В качестве задающего генератора $ЗГ$ применен двухтактный преобразователь на транзисторах T_1 и T_2 с трансформатором $Тр_1$. Фазосдвигающее устройство $ФУ$ содержит двухтактный преобразователь с внешним запуском на транзисторах T_3 и T_4, трансформатор $Тр_2$ и магнитный усилитель $МУ$ с внутренней положительной обратной связью. В качестве чувствительного элемента $ЧЭ$ служит нелинейный мост со стабилитроном $Д_2$. Одна диагональ моста питается от выходного напряжения через выпрямитель $В$ с фильтром $Ф$, начинающимся с индуктивности. В другую диагональ моста включены управляющие обмотки $w_{у1}$ и $w_{у2}$ магнитного усилителя $МУ$. Обмотки смещения $w_{см1}$ и $w_{см2}$ служат для установки рабочей точки магнитного усилителя. Для упрощения чертежа обмотки w_3 и w_5, расположенные на трансформаторе $Тр_1$, изображены на схеме отдельно.

Принцип действия схемы может быть кратко описан так. При отсутствии напряжения на выходе чувствительного элемента $ЧЭ$ сердечник магнитного усилителя $МУ$ не насыщается и индуктивное сопротивление его нагрузочных (рабочих) обмоток $w_{н1}$ и $w_{н2}$ велико. Поэтому между базами транзисторов T_3 и T_4 действует напряжение обмотки w_3 задающего генератора. При этом напряжения усилителей мощности находятся в фазе. При увеличении выходного напряжения чувствительный элемент вырабатывает сигнал, под действием

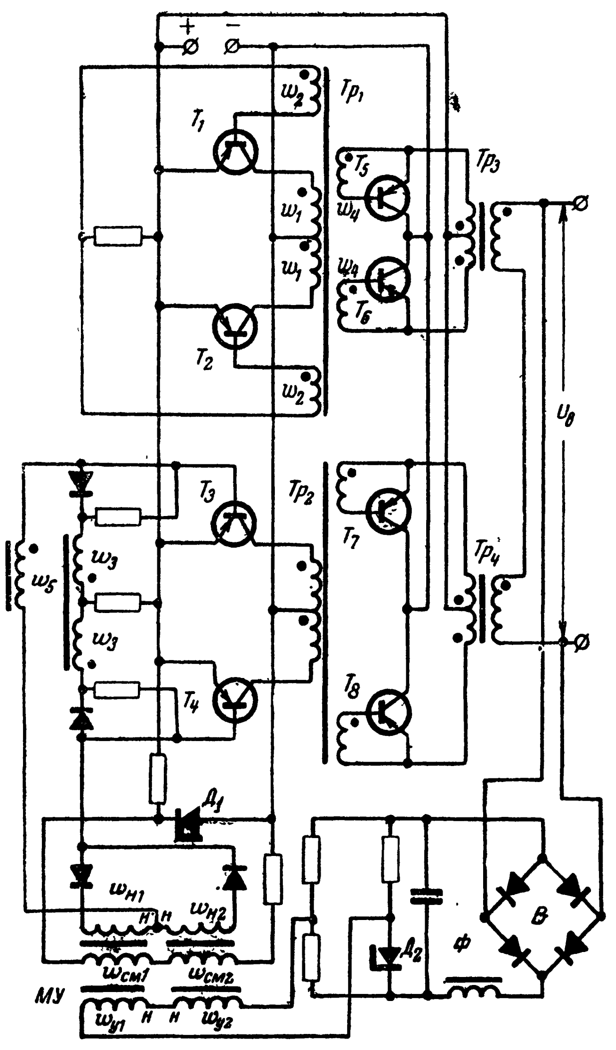


Рис. 45. Принципиальная схема стабилизатора переменного напряжения преобразователя.

которого сердечник магнитного усилителя, начиная с определенного момента данного полупериода, насыщается. Индуктивное сопротивление обмоток $w_{н1}$ и $w_{н2}$ резко падает, и между базами транзисторов T_3 и T_4 будет действовать напряжение обмотки w_5, превышающее напряжение обмотки w_3, и сдвинутое относительно него по фазе на 180°. Это приведет к тому, что момент переключения транзисто-

ров T_3 и T_4 сдвинется по фазе относительно момента переключения транзисторов T_1 и T_2. Фаза сдвинется на такую величину, которая обеспечит постоянство среднего значения выходного напряжения.

Так как все транзисторы работают в ключевом режиме, то к. п. д. такого преобразователя достигает 80—85%. Преобразователь со стабилизацией переменного напряжения может быть использован при сравнительно больших мощностях (1—2 *квт*).

17. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В ряде случаев преобразователи служат для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение прямоугольной формы без последующего выпрямления. При этом часто бывает необходимо, чтобы частота, вырабатываемая преобразователем (задающим генератором), поддерживалась неизменной.

В однотактных преобразователях (рис. 3), которые применяются значительно реже двухтактных и используются только для преобразования очень малых мощностей, частота, вырабатываемая преобразователем, примерно равна:

$$f \approx \frac{R}{L_к \beta} \cdot \frac{w_к}{w_б},$$

где $L_к$ — индуктивность коллекторной обмотки.

Из этого выражения следует, что частота однотактного преобразователя зависит от индуктивности $L_к$ и коэффициента усиления по току β. Индуктивность $L_к$ в свою очередь нелинейно зависит от тока коллекторной обмотки, а следовательно, и от напряжения питания. Коэффициент усиления β также изменяется в зависимости от величины коллекторного тока и, кроме того, заметно зависит от окружающей температуры.

Частота двухтактного и мостового преобразователя жестко связана с параметрами трансформатора задающего генератора выражением (2), из которого следует, что

$$f = \frac{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^4}{4 w_к B_m Q_{ст} k_с} \approx \frac{U_с \cdot 10^4}{4 w_к B_m Q_{ст} k_с}.$$

Так как величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ обычно невелика, то можно с достаточной степенью точности считать, что частота преобразователя f прямо пропорциональна напряжению источника питания $U_с$ при неизменных значениях остальных величин, входящих в формулу. По сравнению с напряжением $U_с$ другие изменяющиеся факторы (параметры транзисторов, окружающая температура и т. п.) влияют на частоту преобразователя незначительно.

Двухтактные и мостовые преобразователи обладают большей стабильностью частоты по сравнению с однотактными.

Следует напомнить, что индукция B_m для данного трансформатора двухтактного и мостового преобразователя представляет собой постоянную величину, зависящую от свойств магнитного материала.

Для поддержания стабильности частоты двухтактного преобразователя при колебаниях напряжения источника питания $U_с$, коле-

баниях температуры и т. п. можно использовать схему, показанную на рис. 46. Эта схема позволяет синхронизировать частоту преобразователя f с частотой внешнего источника $f_{вн}$, стабильность которой поддерживается в требуемых пределах. При этом преобразователь, вырабатывающий без синхронизации частоту f, будет вынужден работать с «навязанной» ему частотой $f_{вн}$. Устойчивая синхронизация наблюдается в том случае, когда частота внешнего источника $f_{вн}$ не менее чем на 5—10% превышает собственную частоту преобразователя f при его работе без синхронизации. Синхронизация возможна и в тех случаях, когда частота внешнего источника в 3—4 раза выше собственной частоты преобразователя.

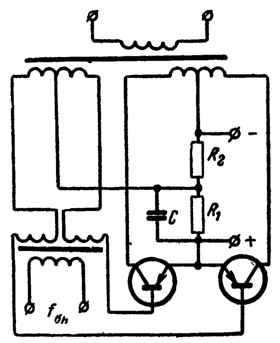


Рис. 46. Схема стабилизации частоты преобразователя.

Как видно из схемы на рис. 46, в цепь базовых обмоток основного трансформатора последовательно включены обмотки синхронизирующего трансформатора с напряжением около 1 *в* на каждой из них.

Синхронизирующий трансформатор питается от внешнего источника синусоидального напряжения требуемой частоты. Возможна также синхронизация от источника напряжения прямоугольной формы. В некоторых случаях достаточно бывает включить синхронизирующее напряжение только в одну из базовых обмоток трансформатора преобразователя.

Если при максимальном напряжении питающей сети выполняется условие

$$f \leqslant (0{,}9 \div 0{,}95)\, f_{вн},$$

то частота преобразователя будет поддерживаться неизменной при снижении питающего напряжения на 30—40% от максимального. Дальнейшее снижение напряжения может привести к заметному искажению прямоугольной формы выходного напряжения. Искажение формы напряжения может возникнуть также и в том случае, если частота внешнего источника будет значительно выше собственной частоты преобразователя (в 5—10 раз).

При работе трансформатора преобразователя в схеме со стабилизацией частоты величина индукции B_m не остается постоянной, а изменяется пропорционально питающему напряжению U_c; это следует из выражения (2), если принять, что $f=\text{const}$.

Мощность синхронизирующего трансформатора определяется напряжением и током его вторичных обмоток. В схеме на рис. 46, например, ток вторичных обмоток равен базовому току транзисторов преобразователя.

Если в составе одного устройства работают приблизительно на одной частоте несколько самостоятельных преобразователей (с выпрямителями или без них), то для избежания помех, возникающих при взаимодействии близких частот, все преобразователи должны быть связаны единой цепью синхронизации. При этом синхронизирующим (вырабатывающим частоту $f_{вн}$) может быть сделан один

из преобразователей данного устройства. В этом случае главная цель состоит не в достижении высокой абсолютной стабильности частоты, а в обеспечении работы всех преобразователей точно на одной и той же частоте, что устраняет взаимные помехи.

Р. С. Найвельт предложил в схеме преобразователя на рис. 47 использовать переменное сопротивление R для регулирования ча-

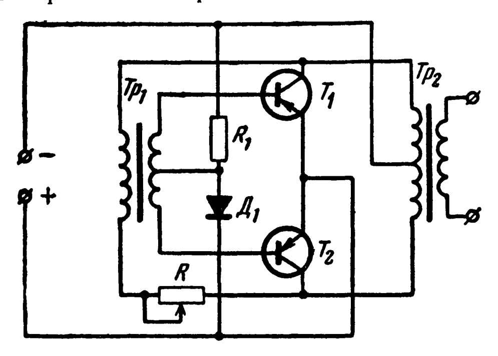


Рис. 47. Схема для регулирования частоты преобразователя.

стоты преобразователя в сравнительно широких пределах. Эта схема отличается от двухтрансформаторной (рис. 17) отсутствием вывода средней точки у коллекторной обмотки переключающего трансформатора $Тр_1$ и наличием переменного сопротивления R, включенного последовательно с этой обмоткой. Как и в схеме на рис. 17, маломощный трансформатор $Тр_1$ работает в режиме насыщения и служит переключающим; сердечник выходного трансформатора $Тр_2$ не насыщен. Ток холостого хода трансформатора $Тр_1$ в течение одного полупериода протекает через работающий транзистор (например, T_1), первичную обмотку трансформатора $Тр_1$, сопротивление R и ненагруженную (нижнюю) половину коллекторной обмотки выходного трансформатора $Тр_2$. В течение второго полупериода ток протекает через другой транзистор, сопротивление R, обмотку $Тр_1$ и вторую половину коллекторной обмотки трансформатора $Тр_2$.

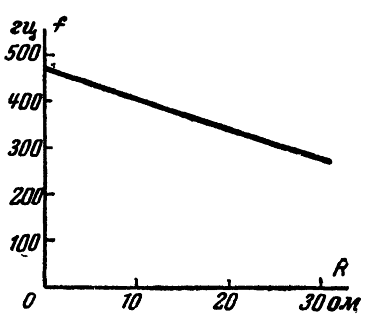


Рис. 48. Зависимость частоты от величины сопротивления R в схеме рис. 47.

Так как трансформатор $Тр_1$ работает в режиме насыщения, то частота преобразователя будет пропорциональна напряжению на первичной обмотке $Тр_1$. Часть напряжения источника питания падает на сопротивлении R. Поэтому при увеличении этого сопротивления частота преобразователя будет уменьшаться, а при уменьшении — увеличиваться. На рис. 48 показана зависимость частоты f от

величины сопротивления R для одного из подобных преобразователей.

Иногда первичная обмотка трансформатора $Тр_1$ подключается через сопротивление R не к коллекторам транзисторов, а к отдельной изолированной обмотке, расположенной на выходном трансформаторе $Тр_2$.

18. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В КАЧЕСТВЕ МНОГОФАЗНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

С помощью преобразователей можно получить переменные напряжения прямоугольной формы, сдвинутые друг относительно друга на любой угол. Обычные методы, применяемые для получения сдвига фаз в цепях с синусоидальными напряжениями (например, включение конденсатора), не могут быть использованы для напряжений прямоугольной формы.

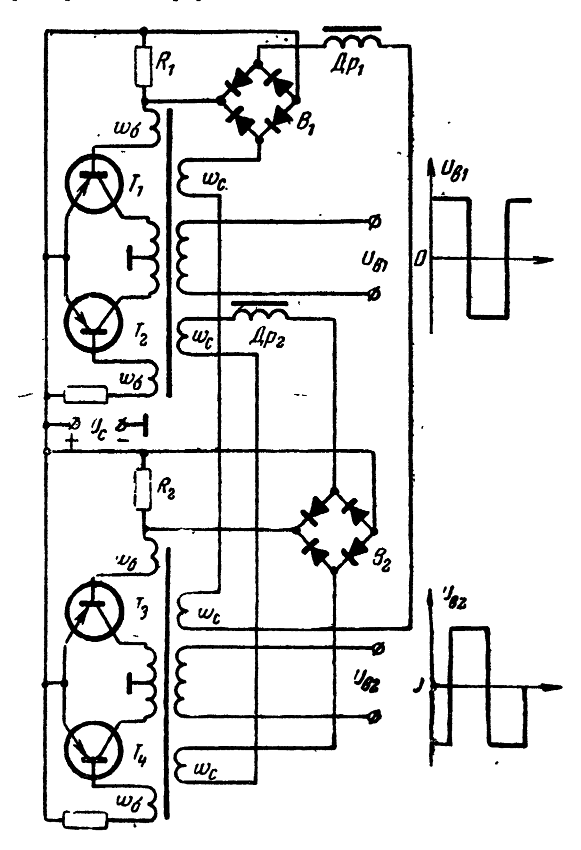


Рис. 49. Схема преобразователя для получения двухфазного напряжения.

В литературе описана схема преобразователя, дающая возможность получить два напряжения прямоугольной формы, сдвинутых на 90° (двухфазное напряжение). Такое напряжение находит применение для питания магнитных усилителей, серводвигателей переменного тока и других систем регулирования небольшой мощности (до 20—30 *вт*).

На рис. 49 приведена схема для получения двухфазного напряжения прямоугольной формы. Она состоит из двух одинаковых преобразователей и двух одинаковых вспомогательных схем, на одну из которых подается напряжение синхронизации, пропорциональное сумме, а на другую — пропорциональное разности выходных напряжений преобразователей. Каждая вспомогательная схема состоит из насыщенного дросселя ($Др_1$, $Др_2$) и выпрямителя, собранного по мостовой схеме (B_1, B_2). Выпрямленное напряжение выделяется на сопротивлении нагрузки (R_1, R_2), включенном в цепь базы одного из транзисторов каждого преобразователя (T_1, T_3).

Если сдвиг фаз выходных напряжений будет отличаться от 90°, то в цепи той или другой вспомогательной схемы возникает корректирующее напряжение, управляющее моментом переключения транзисторов T_1 и T_3 и сдвигающее фазу напряжения одного из преобразователей на нужную величину.

Индуктивное сопротивление дросселя $Др_1$ (или $Др_2$), когда он не насыщен, должно быть велико по сравнению с сопротивлением R_1 (или R_2) и очень мало, когда он насыщен. Кроме того, индуктивность ненасыщенного дросселя должна быть достаточно велика, чтобы не создавать большой нагрузки на преобразователь. Обмотки напряжения синхронизации ($w_с$) имеют в 2 раза больше витков, чем базовые обмотки ($w_б$). Сопротивление R_1 (или R_2) примерно равно сопротивлению участка эмиттер — база применяемых транзисторов.

Сдвиг фаз выходных напряжений на 90° в схеме на рис. 49 поддерживается с точностью около ±5° при обычных изменениях напряжения питания преобразователей и токов нагрузок.

Если в схеме на рис. 49 индуктивность дросселя $Др_1$ сделать вдвое меньше индуктивности дросселя $Др_2$, то напряжение $U_{в2}$ будет отставать по фазе от напряжения $U_{в1}$ на 120°. Используя это свойство, можно создать схему «трехфазного» преобразователя, изображенную на рис. 50. В этой схеме, состоящей из трех преобразователей, четырех выпрямителей и четырех насыщенных дросселей, напряжение $U_{в3}$ отстает по фазе на 120° от напряжения $U_{в2}$, а напряжение $U_{в2}$ в свою очередь отстает на 120° от напряжения $U_{в1}$. Индуктивности дросселей $Др_1$ и $Др_3$ равны между собой и в 2 раза меньше одинаковых индуктивностей дросселей $Др_2$ и $Др_4$.

Более простая схема трехфазного преобразователя, предложенная В. Г. Константиновым и Л. М. Лукьяновым, показана на рис. 51. Преобразователь состоит из трех двухтактных преобразователей с самовозбуждением, которые синхронизируются от общего двухтактного задающего генератора, имеющего шесть вторичных обмоток. Связь между тремя преобразователями осуществляется путем соединения базы каждого транзистора через диод и одну из вторичных обмоток трансформатора задающего генератора с коллектором соответствующего транзистора другого каскада.

Переключение транзисторов происходит в том преобразователе, в котором на базу открытого транзистора подается запирающее напряжение, что бывает при одновременном выполнении двух условий:

а) положительное напряжение со вторичной обмотки трансформатора задающего генератора должно быть подано на базу данного открытого транзистора;

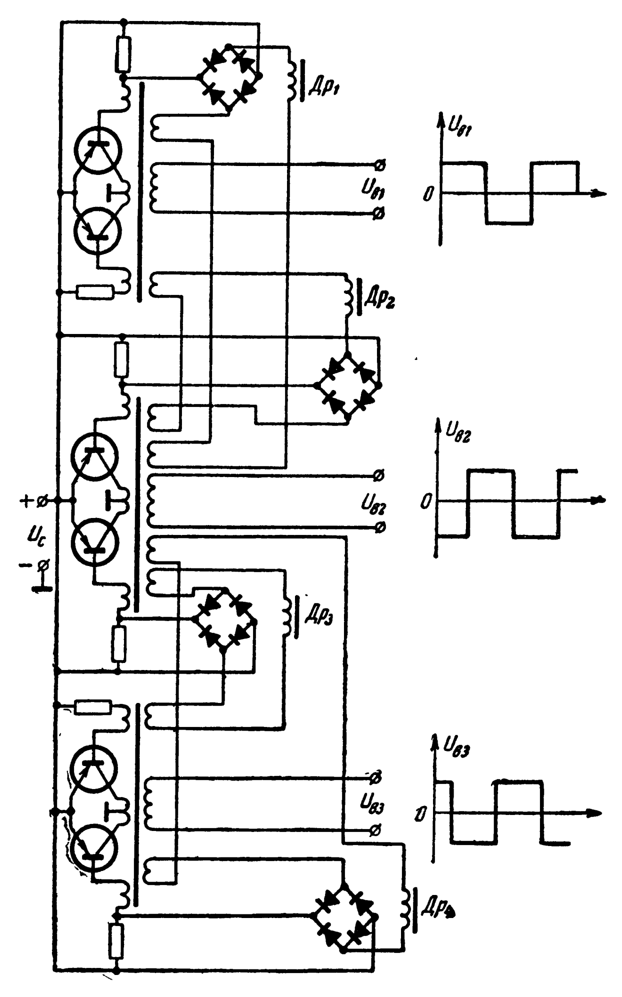


Рис. 50. Схема преобразователя для получения трехфазного напряжения.

б) транзистор предыдущего каскада, с коллектором которого связана база данного транзистора, должен находиться в открытом состоянии.

Транзисторы в данной схеме переключаются в следующей последовательности: T_1—T_3—T_5—T_2—T_4—T_6—T_1; при этом напряжения

выходных обмоток будут сдвинуты по фазе друг относительно друга на 120°.

Сопротивление R ограничивает ток в первичной обмотке трансформатора задающего генератора, а следовательно, и в цепях син-

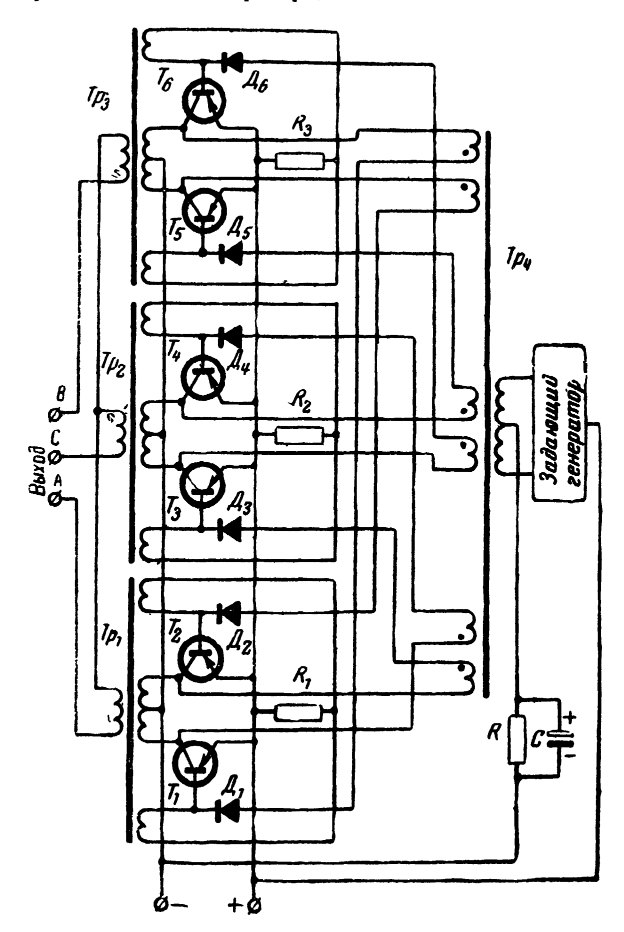


Рис. 51. Улучшенная схема трехфазного преобразователя.

хронизации. Ограничение тока в этих цепях препятствует одновременному переключению транзисторов во всех трех преобразователях.

Достоинство данной схемы заключается в отсутствии специальных дросселей и выпрямителей, необходимых в трехфазном преобразователе, приведенном на рис. 50.

Отечественная и зарубежная промышленность выпускают в настоящее время кремниевые управляемые диоды, имеющие струк-

туру типа *p-n-p-n* и рассчитанные на выпрямленные токи до 100 *а*.

Управляемые диоды имеют характеристики, подобные газонаполненным тиратронам, которые, как известно, отпираются при подаче на сетку небольшого положительного напряжения (после чего сетка теряет способность управления), и снова запираются при снятии анодного напряжения.

Основными преимуществами кремниевых управляемых диодов по сравнению с тиратронами являются: небольшие размеры, отсутствие накаливаемого катода, малое падение напряжения в прямом направлении (0,7÷1 *в*), малое время переключения (1—20 *мксек*), низкое управляющее напряжение (около 1 *в*).

Несомненно, что использование кремниевых управляемых диодов в преобразователях постоянного напряжения позволит значительно увеличить их мощность и повысить к. п. д. Однако схемы таких преобразователей существенно отличаются от приведенных выше и поэтому должны быть рассмотрены отдельно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Н. Горюнов, Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах, «Радио», 1958, № 7.

2. Ю. К. Захаров, Применение транзисторов для преобразования постоянного тока, Полупроводниковые триоды и их применение (сборник статей под редакцией Я. А. Федотова), вып. 4, изд-во «Советское радио», 1960.

3. Э. А. Исаев, Полупроводниковые преобразователи напряжения, Воениздат, 1962.

4. М. И. Кузьменко и А. Р. Сиваков, Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, Госэнергоиздат, 1961.

5. И. Ф. Николаевский, Эксплуатационные параметры и особенности применения транзисторов, Связьиздат, 1963.

6. М. Е. Покровский, Преобразователи постоянного тока на полупроводниковых приборах с внутренней магнитной стабилизацией, «Электричество», 1960, № 5.

7. Транзисторы и полупроводниковые диоды, Справочник под редакцией И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1961.

8. Г. С. Цыкин, Полупроводниковый преобразователь постоянного тока, «Радиотехника», 1957, № 12.

9. Ю. К. Захаров, Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах, Воениздат, 1964.

10. А. А. Журавлев и К. Б. Мазель, Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.

Журавлев Анатолий Андреевич
Мазель Климентий Борисович
Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах.
Изд. 2-е, переработанное. М.—Л., издательство „Энергия", 1964.
96 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 547).
Тематический план 1964 г., № 354

Редактор *П. А. Попов* Техн. редактор *Т. Н. Царева*

Обложка художника *Н. Т. Ярешко*

Сдано в набор 24/VI 1964 г. Подписано к печати 24/VIII 1964 г.
Т-09072 Бумага 84×108¹/₃₂ Печ. л. 4,92 Уч.-изд. л. 6,28
Тираж 50 000 экз. Цена 25 коп. Зак. 1381

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 25 коп.

Мне всегда нравились старые, сильно потрёпанные книжки. Потрёпанность книги говорит о её высокой востребованности, а старость о вечно ценном содержании. Всё сказанное в большей степени касается именно технической литературы. Только техническая литература содержит в себе ту великую и полезную информацию, которая не подвластна ни политическим веяниям, ни моде, ни настроениям! Только техническая литература требует от своего автора по истине великих усилий и знаний. Порой требуется опыт целой жизни, чтобы написать небольшую и внешне невзрачную книгу.

К сожалению ни что не вечно в этом мире, книги треплются, разваливаются на отдельные листы, которые затем рвутся в клочья и уходят в никуда. Плюс ко всему орды варваров, которым без разницы, что бросить в костёр или чем вытереть свой зад. Именно их мы можем благодарить за сожженные и растоптанные библиотеки.

Если у Вас есть старая книга или журнал, то не дайте им умереть, отсканируйте их и пришлите мне. Совместными усилиями мы можем создать по истине уникальное и ценное собрание старых технических книг и журналов.